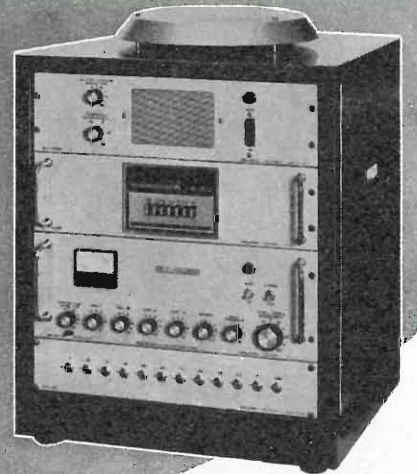
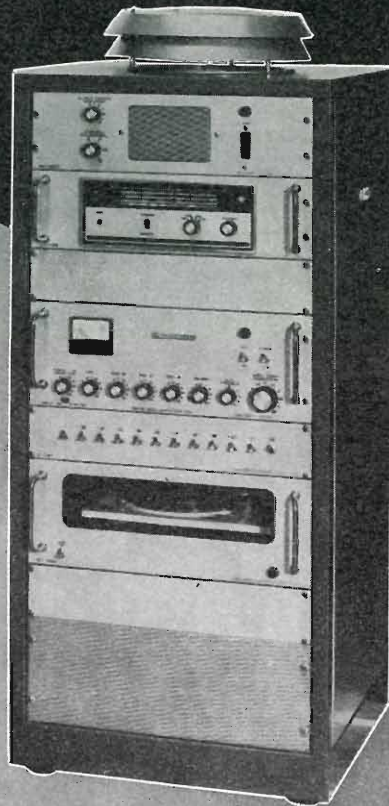
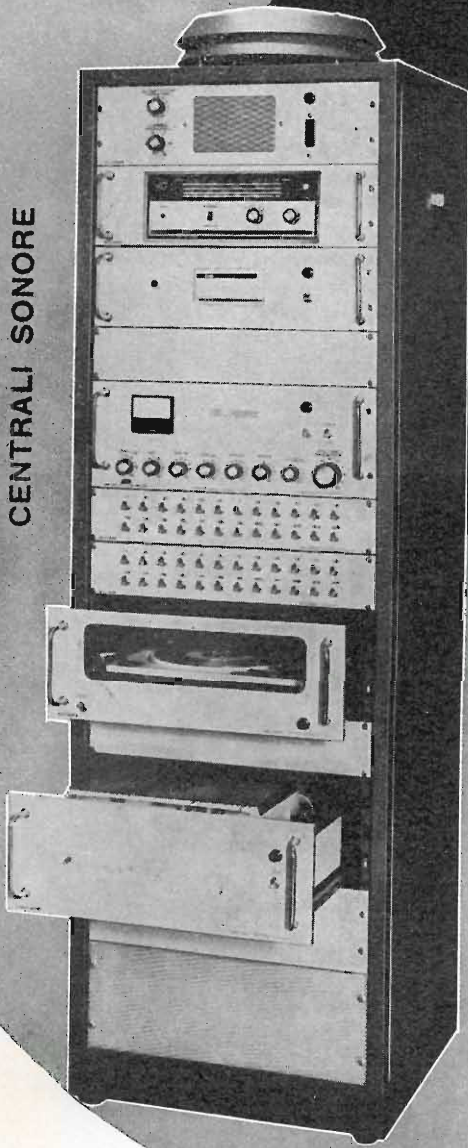
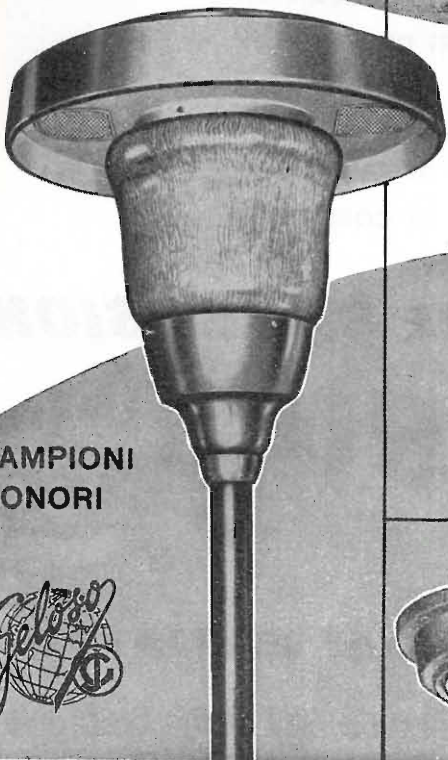
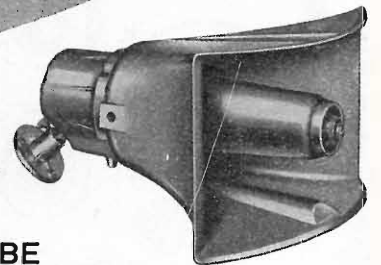
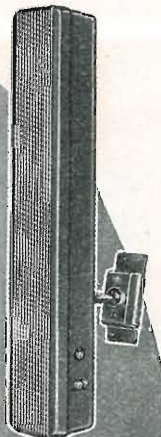
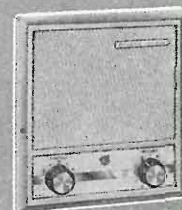
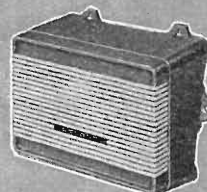
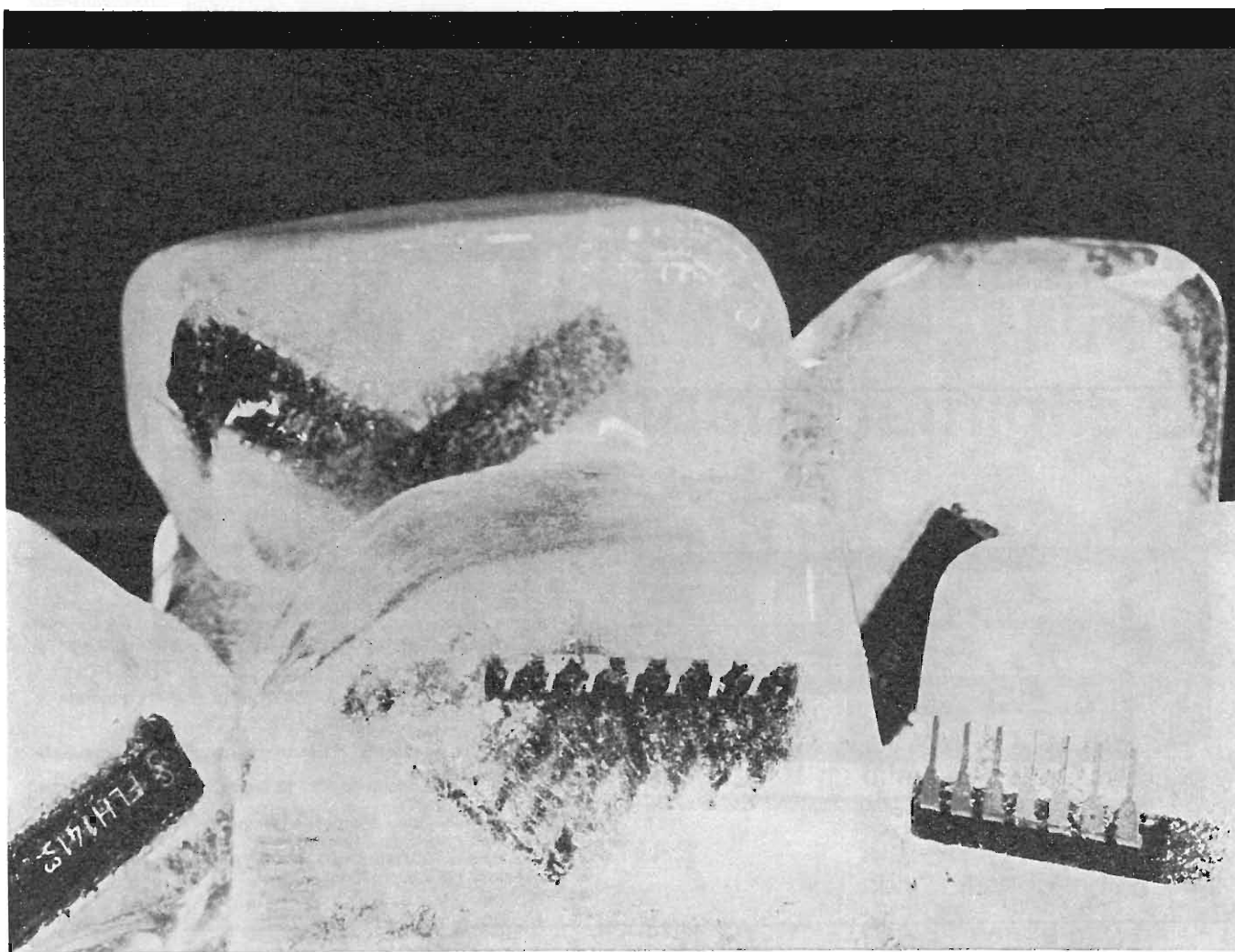
TV
ANNO XLII - NOVEMBRE 1970 - Abb. Postale - Gruppo III
l'antenna
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA
NUMERO
11
LIRE 500

GELOSO
IMPIANTI DI AMPLIFICAZIONE
PER GRANDI MAGAZZINI - SUPERMERCATI - ALBERGHI
COMUNITÀ - CENTRI SPORTIVI -
STABILIMENTI INDUSTRIALI - AREE ALL'APERTO
La Geloso produce una completa gamma di amplificatori, centrali sonore, microfoni, altoparlanti e componenti accessori, con i quali è possibile risolvere razionalmente qualsiasi problema di diffusione sonora. Tecnici audio specializzati sono a disposizione per fornire consulenze e preventivi e assistono ogni installazione.
CENTRALI SONORE
TROMBE ESPONENZIALI
ALTOPARLANTI IN CASSETTA E A COLONNA
MICROFONI
LAMPIONI SONORI
Geloso
GELOSO S. p. A. - Viale Brenta, 29 - 20139 MILANO

Tema: circuiti integrati

Il ghiaccio è caldo per i circuiti integrati della Siemens

Questa affermazione potrà apparire esagerata ma è l'esatta conclusione a cui siamo pervenuti dopo aver fatto "congelare" i nostri circuiti integrati. Per esaminare il loro comportamento alle basse temperature, essi vengono normalmente sottoposti ad una serie di severe e complesse prove di laboratorio. La prova che ci ha sbalorditi ed in un certo senso incuriositi è stata quella del "congelamento", alla quale sono stati sottoposti, per diverse ore, i nostri componenti.
Il risultato è stato sorprendente! Non solo la custodia è rimasta intatta, ma anche le caratteristiche elettriche sono rimaste inalterate. Abbiamo quindi potuto concludere soltanto questo: il ghiaccio è troppo caldo per i circuiti integrati della Siemens.

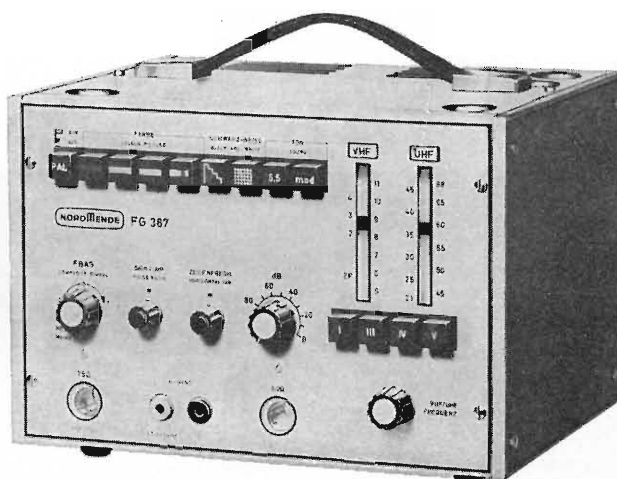
SIEMENS ELETTRA S.P.A.-MILANO

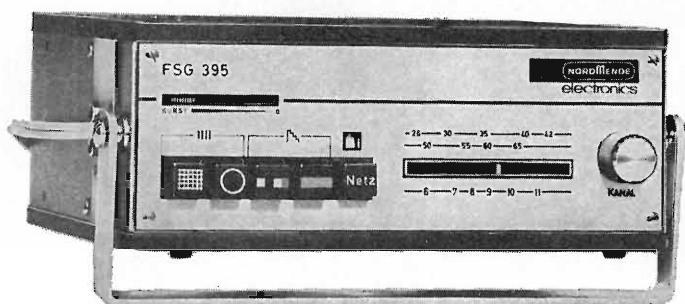
UNO STRUMENTO NUOVO PER UNA TECNICA MODERNA

Oltre 10.000 FG 387 venduti in Europa costituiscono la prova migliore della qualità NordMende Electronics

GENERATORE PER LABORATORIO TVC
tipo FG 387 (nuova esecuzione)

Sistema PAL/NTSC

- 6 barre cromatiche standard esattamente codificate in luminanza e crominanza
- 3 pagine di colore fondamentale miscelabili fra loro
- Reticolo costituito da 12 righe orizzontali e 15 righe verticali
- Sottoportane di colore 4,433618 MHz $\pm 10^{-5}$ generata a quarzo
- Frequenza di quadro: 50 Hz esatti; agganciata alla frequenza di riga
- Frequenza di riga 15625 Hz regolabile ± 4 % (stabilizzata $\pm 10^{-3}$ su reticolo)
- Ampiezza sincronismi regolabile dal 20 al 160% (75/5±75/40)
- Scala dei grigi composta da 6 barre esattamente codificate in luminanza
- Segnale video composito completo regolabile max ± 1,3 Vptp su 75 Ohm
- Portante Audio 5,5 MHz ± 0,1 % (disinseribile)
- Modulazione FM 1 kHz (disinseribile)
- Portante HF modulata con linearità migliore 0,5 %
- Frequenza HF selezionabile in FI - bande I - III - IV e V
- Tensione HF di uscita regolabile da ~ 1 µV a > 10 mV (80 dB)
- Alimentazione 220/110 V - 50 Hz - 18 VA
- Dimensioni 240 x 160 x 195 mm.
- Peso 4,5 kg.

.....e per la taratura visiva del TVC

GENERATORE PER SERVICE TVC
tipo FSG 395

- Barre di colore +(R-Y) 90°; —(R-Y)±270°; +(B-Y) 360°; —(B-Y) 180°; Precisione ± 2,5°
- Contenuto costante di luminanza: 20 %
- Superfice grigia per il controllo e taratura visiva di tutte le funzioni cromatiche del TVC
- Superfice rossa: per verifica purezza colore
- Reticolo costituito da 10 righe orizzontali ed 11 righe verticali
- Possibilità di ottenere separatamente le righe verticali od orizzontali
- Raster a punti con 2 cerchi elettronici
- Sottoportante di colore 4,433618 MHz $\pm 10^{-5}$ generata a quarzo
- Frequenza di riga: 15.625 Hz $\pm 3 \cdot 10^{-3}$
- Frequenza di quadro: 50 Hz esatti; agganciata alla frequenza di riga
- Scala dei grigi costituita da 12 barre di eguale ampiezza dal bianco al nero
- Uscita segnale video composito completo 1 Vptp su 1 kOhm
- Uscita portante RF su 240 Ohm
- Alimentazione 220/110 V - 50 Hz - 8 VA
- Dimensioni 195 x 80 x 160 mm.
- Peso 3 kg.

Altri strumenti di produzione NordMende: Oscilloscopi, Vobulatori, Voltmetri elettronici, Generatori BF - HF, Distorsiometri, Codificatori stereo. Alimentatori CA e CC, Attenuatori, Monitori BN e Colore.

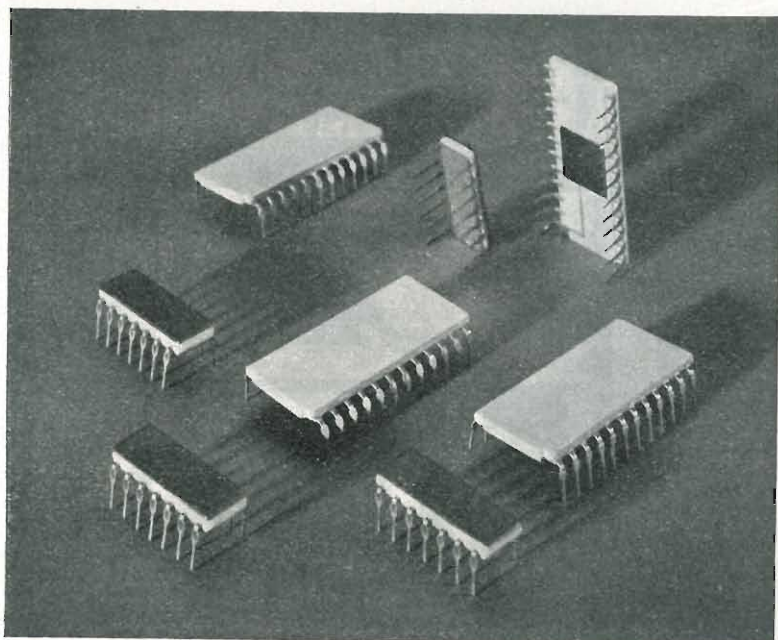
È disponibile la pubblicazione: « Impiego pratico del generatore di barre di colore ». Agli interessati che ne faranno richiesta verrà inviata in contrassegno di L. 800.

NORDMENDE - Bremen
Rappresentanza Generale per l'Italia:

Ditta Ing. OSCAR ROJE

20123 Milano - Via T. Tasso, 7
Tel. 432.241/462.319/483.230

00187 Roma - Via Di Porta Pinciana, 4
Tel. 465.630/480.029

PHILIPS **SEZ. ELCOMA**

SHIFT REGISTERS	: dinamici a 1 e 2 fasi fino a 256 bit
SHIFT REGISTERS	: a lunghezza variabile con comando logico
R.A.M.	: con 64 parole di 2 bit
R.O.M.	: con 256 parole di 9 bit con 512 parole di 5 bit
GENERATORI DI CARATTERI	: per displays

Se i seguenti vantaggi: **- contenitore ermetico - bassissima dissipazione - diretta collegabilità con DTL, TTL, MOS -** non Vi sembrano sufficienti chiedeteci le quotazioni e non avrete più dubbi per il Vostro prossimo progetto.

PHILIPS s.p.a. - Sezione **ELCOMA** - Reparto Microelettronica - Piazza 4 Novembre 3 - 20124 Milano - Telefono 6994

CHINAGLIA

Una tradizione di qualità e di progresso tecnico

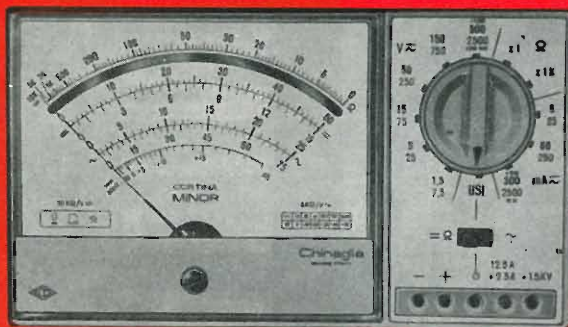
59 portate
20 KΩ/V cc e ca
Cortina - Cortina USI
L. 12.900 L. 14.900

Cortina

SCATOLA: in ABS elastica ed infrangibile, di linea moderna con flangia « Granluce » in metacrilato. Dimensioni: 156 x 100 x 40. Peso gr. 650.
QUADRANTE: a specchio antiparallasse con 6 scale a colori; indice a coltello, vite esterna per la correzione dello zero.
COMMUTATORE: rotante per le varie inserzioni.
STRUMENTO: a bobina mobile e nucleo magnetico centrale, insensibile ai campi magnetici esterni, con sospensioni elastiche antiurto, Cl. 1-40 µA.
CIRCUITO AMPEROMETRICO: cc e ca: bassa caduta di tensione 50 µA - 100 mV/5 A 500 mV.
OHMMETRO in cc: completamente alimentato da pile interne; lettura diretta da 0,05 Ohm a 100 MOhm.
OHMMETRO in ca: alimentato dalla rete 125-220 V; portate 10 e 100 MOhm.
CAPACIMETRO: a reattanza con tensione di rete da 125 V - 220 V.
DISPOSITIVO: di protezione dello strumento contro sovraccarichi per errate inserzioni.
COSTRUZIONE semiprofessionale: nuovo concetto costruttivo con elementi facilmente sostituibili per ogni riparazione. Componenti elettrici professionali di qualità. Boccole di contatto di nuovo tipo con spine a molla; cablaggio eseguito su piastra a circuito stampato.
ACCESSORI in dotazione: astuccio in materiale plastico antiurto, coppia puntali rosso-nero, cavetto d'alimentazione per capacimetro, istruzioni dettagliate per l'impiego.
INIETTORE DI SEGNALI universale U.S.I. transistorizzato per Radio e TV; frequenze fondamentali 1 KHz e 500 KHz; frequenze armoniche fino a 500 MHz (solo per la versione CORTINA USI).

PRESTAZIONI

A =	50		500 µA	5		50 mA	0,5	5 A	
A ~			500 µA	5		50 mA	0,5	5 A	
V =	100 mV	1,5	5	15	50	150	500	1500 V	(30 KV) *
V ~		1,5	5	15	50	150	500	1500 V	
VBF		1,5	5	15	50	150	500	1500 V	
dB	da	— 20 a + 66 dB							
Ω in cc	1	10		100 kΩ		1	10	100 MΩ	
Ω in ca		10		100 kΩ					
pF	50.000 pF			**500.000 pF**					
µF	10	100	1000		10.000		100.000 pF	1 F	
Hz	50	500	500 Hz						

* mediante puntale alta tensione a richiesta AT. 30 KV **L. 4.500**

38 portate
20 KΩ/Vcc 4 KΩ/Vca
Minor L. 9.900
Minor USI compreso astuccio
L. 12.500

Cortina Minor

SCATOLA: in ABS elastica ed infrangibile, di linea moderna con flangia « Granluce » in metacrilato. Dimensioni: 150 x 85 x 37. Peso gr. 400.
QUADRANTE: a specchio con 4 scale a colori, indice a coltello, vite esterna per la correzione dello zero.
COMMUTATORE: rotante di tipo speciale per le varie portate.
STRUMENTO: Cl. 1,5/40 µA tipo a bobina mobile e nucleo magnetico centrale, insensibile ai campi magnetici esterni, con sospensioni elastiche antiurto.
OHMMETRO: completamente alimentato con le pile interne; lettura diretta da 0,5 Ω a 10 MOhm.
DISPOSITIVO: di protezione dello strumento contro sovraccarichi per errate inserzioni.
CABLAGGIO: eseguito su piastra a circuito stampato.
BOCCOLE: di contatto di nuovo tipo con spine a molla.
COSTRUZIONE semiprofessionale: nuovo concetto costruttivo con elementi facilmente sostituibili per ogni riparazione.
COMPONENTI: elettrici professionali di qualità.
ACCESSORI in dotazione: coppia puntali ad alto isolamento rosso-nero; istruzioni dettagliate per l'impiego. A richiesta astuccio di materiale plastico antiurto.
INIETTORE DI SEGNALI universale U.S.I. transistorizzato per Radio e TV: frequenze fondamentali 1 KHz e 500 KHz; frequenze armoniche fino a 500 MHz (solo per la versione CORTINA MINOR USI).

PRESTAZIONI

A =		50 µA	5	50	500 mA		2,5 A	
A ~	25	250 mA		2,5	12,5 A			
V =	1,5	5	15	50	150	500	1500 V	(30 KV) *
V ~	7,5	25	75	250	750	2500 V		
VBF	7,5	25	75	250	750	2500 V		
dB	da	— 10	a	+ 69				
Ω	10 kΩ	10 MΩ						
pF	100 µF		10.000 µF					

* mediante puntale alta tensione a richiesta AT. 30 KV **L. 4.500**

CHINAGLIA ***ELETTROCOSTRUZIONI s.a.s.***
Via Tiziano Vecellio, 32 - Tel. 25.102 - 32100 Belluno

A. Ferraro

INTRODUZIONE ALLA TVC

Volume di pagg. 228
72 quadricromie
L. 7.000

Scopo di questo volume è fornire nel modo più succinto possibile, compatibilmente con la chiarezza e la precisione, i concetti basilari della TVc, senza ricorrere a trattazioni analitiche e senza insistere su un argomento laddove non sia strettamente necessario. La lettura di questo lavoro pone in grado di affrontare un trattato complesso di TVc con la certezza di comprenderlo interamente e rapidamente.
Nella prima parte sono esposti i concetti generali indipendenti dal particolare sistema (PAL - SECAM - NTSC).
La seconda parte tratta in riassunto i procedimenti di trasmissione e ricezione TVc.
Nella terza e ultima parte si discutono i circuiti, che differenziano il ricevitore a colori da quello monocromatico.

EDITRICE IL ROSTRO

20155 MILANO - VIA MONTE GENEROSO 6a - TEL. 321542 - 322793

CORSO DI TELEVISIONE
IN BIANCO E NERO

in 11/12 volumi corredati di numerose figure e schemi
formato 17x24 cm L. 3.000 al volume

Nel 1952 la Casa Editrice « Il Rostro » pubblicava il 1° Corso Nazionale di TV, al quale arrise un brillantissimo successo con vasta risonanza anche all'estero. E' da tempo esaurita l'ultima edizione di detto Corso teorico pratico; le continue richieste da parte di scuole di elettronica, di industrie TV e di privati, hanno indotto « Il Rostro » ad una nuova edizione e ne ha affidato l'incarico ad un anziano esperto, che ha preferito rifare quasi completamente l'opera, aggiornandola con l'aggiunta dell'impiego dei transistori in TV, eliminando vecchi schemi superati e sostituendoli coi più recenti delle più rinomate Case mondiali fabbricanti di televisori.
Il nuovo Corso comprende una vasta casistica della ricerca guasti, i ben noti problemi « quiz » e numerosi esercizi svolti, alla fine di ogni volume. Infine, i più preparati analiticamente, troveranno in esso trattazioni teoriche di alcuni argomenti, che solo in tal modo possono essere completamente compresi.
Gli 11/12 volumi di televisione in bianco e nero, accanto agli 8 volumi del « Corso di TV a colori » pure edito da « Il Rostro », costituirà un trattato moderno e completo di TV, che arricchirà la biblioteca del radiotecnico, di cui diverrà consigliere indispensabile.

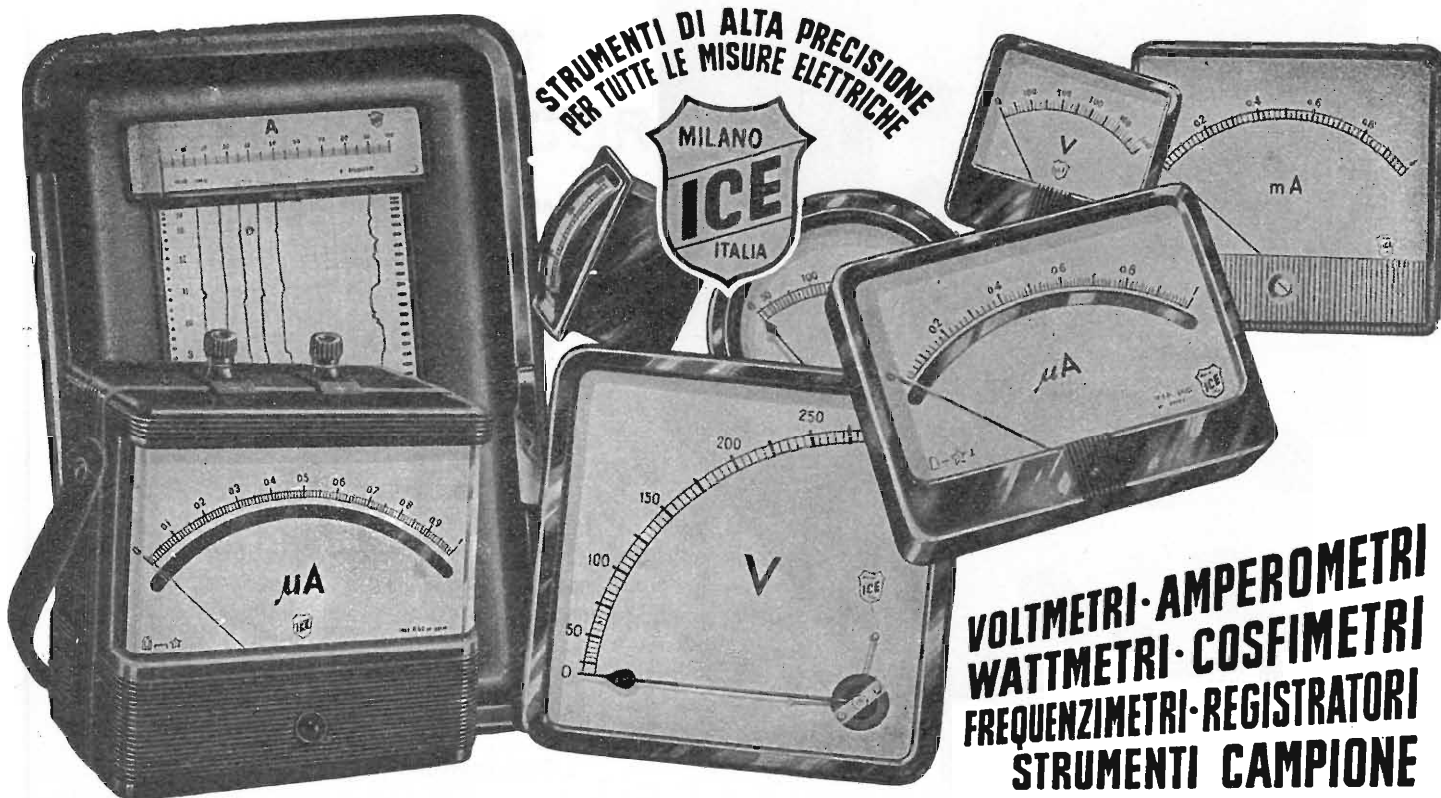
Editrice IL ROSTRO - **20155 MILANO - Via Monte Generoso 6/a - Tel. 321542 - 322793**

Accumulatori ermetici al Ni-Cd

RADIO PORTATILI
PROTESI AUDITIVA
ILLUMINAZIONE
APPARECCHIATURE SCIENTIFICHE

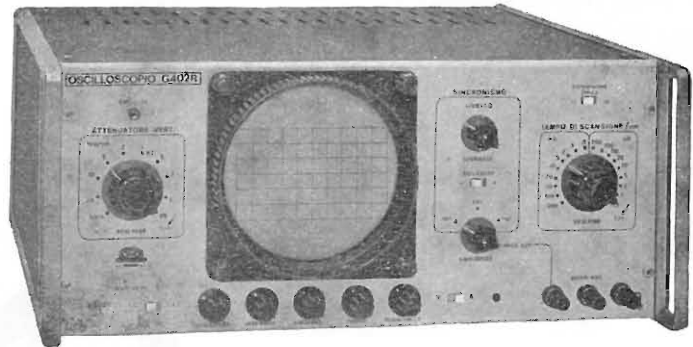
NESSUNA MANUTENZIONE
PERFETTA ERMETICITÀ
POSSIBILITÀ DI MONTAGGIO
IN QUALSIASI POSIZIONE

S. p. A.
Trafilerie e laminatoi di metalli
20123 **MILANO**
VIA A. DE TOGNI 2 - TEL. 876946 - 898442

Rappresentante generale
Ing. GEROLAMO MILO
20129 MILANO
Via Stoppani 31 - Tel. 278980

INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE

VIA RUTILIA N. 19/18 - **MILANO** - TELEF. 531.554/5/6

OSCILLOSCOPIO 5"
TRIGGERED
G 402 CR

SENSIBILITA'
10 mVpp/cm.

principali caratteristiche

Amplificatore verticale
Risposta di frequenza: dalla cc a 10 MHz (3 dB a 7 MHz).
Risposta ai transistori - Tempo di salita: 0,05 µsec. - **Overshoot:** < 10 %.
Attenuatore: tarato in mVpp cm, regolazione continua ed a scatti (9 posizioni).
Impedenza di ingresso: 1 M Ω con 50 pF in parallelo.
Calibratore: consente di tarare l'amplificatore verticale direttamente in Vpp/cm tramite un generatore interno ad onda rettangolare con un'ampiezza di 1 Vpp ± 2%.

Amplificatore orizzontale
Sensibilità: 100 mVpp/cm.
Attenuatore: a regolazione continua.
Impedenza di ingresso: 50 K Ω con 30 pF in parallelo.

Asse tempi
Tipo di funzionamento: ricorrente e comandato.
Portate: da 200 ms/cm a 0,5 µs/cm in 18 portate.
Sincronizzazione: interna, esterna, TV linea, TV quadro ed alla frequenza di rete, con polarità negativa e positiva e con possibilità di regolazione continua.

Asse Z
Impedenza di ingresso: 100 KΩ.
Sensibilità: è sufficiente un impulso positivo di 10 V per illuminare la traccia.

Tubo a RC: da 5" a schermo piatto, traccia color verde a media persistenza. Reticolo centimetrato con possibilità di illuminazione.

U N A O H M

della START S.p.A.

STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI □ ELETTRONICA PROFESSIONALE

□ Stabilimento e Amministrazione: 20068 Peschiera Borromeo - Plasticopoli - (Milano) □ Telefono: 9150-424/425/426 □

Novembre 1970 - ANNO XLII **11**

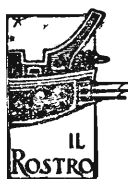
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Proprietà EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.

Direttore responsabile Alfonso **Giovene**

SOMMARIO

Direzione, Redazione Amministrazione Uffici pubblicitari

VIA MONTE GENEROSO 6/a - 20155 MILANO - Telefoni 32.15.42 - 32.27.93
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica *"l'antenna"* si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato L. 500, l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. 5.000, estero L. 10.000. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

Autorizz. del Tribunale di Milano 9-9-1948 n. 464 del Registro - Tipografia Edizioni Tecniche - Milano - Via Baldo degli Ubaldi 6
Diffusione: DI PRESS - Corso Lodi, 47 - 20139 Milano - Tel. 542.013

dott. ing. Antonio Nicolich

L'avanzata delle videocassette

Chi volesse scoprire le origini della registrazione di oscillazioni elettriche su portanti magnetici, dovrebbe camminare a lungo a ritroso negli anni (senza peraltro ringiovanire), incontrando nomi, fatti, date, precisi e no. Ma si può affermare che l'uso domestico del magnetofono risale a poco più di trent'anni.

Il tecnico, ora bianco per antico pelo, operante a quell'epoca nel settore, ben rammenta l'alto grado di efficienza dell'autocontrollo necessario per non indulgere agli incentivi al turpiloquio avanzati a getto continuo dalle scorbutiche difficoltà di ottenere da un filo o nastro magnetico una risposta uniforme nella gamma acustica, senza distorsione dei bassi e senza attenuazione degli acuti.

Quel tecnico, ora canuto, si era fatto la giustificata convinzione che, se era tanto difficile registrare i 10 kHz, non sarebbe mai stato possibile registrare frequenze dell'ordine dei MHz. Colossi chiamati RCA, Philips, etc, ritenevano che la registrazione delle immagini sarebbe stata realizzabile a patto di usare bobine giganti di nastro (diametri di qualche metro) ruotanti a velocità vertiginosa, con tutti i pericoli che la forza centrifuga comporta. Ma come per la TV, che per lunghi decenni sembrò realizzabile solo con l'adozione di enormi dischi di Nipkow spiralati ruotanti a velocità paurose (forse qui sta l'origine dei dischi volanti), anche per la registrazione delle immagini, alcuni Dei ex machina concepirono, con i loro poderosi encefaloni, l'idea sesquipedale, che rese possibile, ciò che sembrava assurdo. Oggi le videocassette muovono alla conquista dei mercati mondiali a ritmo accelerato, con il passo di chi già trascina il successo per la chioma e corre incontro all'apoteosi del trionfo, sbandierando seducenti immagini colorate.

E' bene che il profano sia partecipe dei motivi delle creazioni meravigliose, che gli sorgono accanto, affinché cessi dal denigrare questo nostro evo troppo spesso e facilonamente tacciato di decadenza e di depravazione. L'insulto, che sa di bestemmia, sale fino agli eletti spiriti inventivi, ma non li tange, anzi essi escono magnificati dalla meschinità dell'attacco degli insipienti attaccanti.

Il disfattista non decampa: "A che serve inscatolare nastri magnetici recanti immagini? Forse che i filmetti a colori, molto meno costosi e che chiunque può procurarsi dovunque, non raggiungono lo stesso scopo con un esito assai superiore in qualità? A che serve andare sulla luna, quando da Galileo in poi, gli astronomi hanno già detto tutto sul nostro satellite naturale? A che serve la televisione se il cinema fa molto di meglio? A che serve..." qui un tonfo informa che il martellone ha fatto giustizia.

Inter nos, possiamo riconoscere che la cinepresa tradizionale la vince sulla presa con telecameretta portatile, ma l'entusiasmante bellezza dei nuovi ritrovati suona estrinsecazione di genialità, di progresso, di capacità creativa, che ineluttabilmente avanzano e si sostituiscono ai vecchi ritrovati, l'osservazione dei quali finirà per promuovere un rispettoso malcelato sorriso.

Cassette per le sardine, per i legumi, cassette per la musica, cassette per le immagini, cassette per tutto insomma... ricordiamoci che anche per ciascuno di noi c'è una cassetta che attende.

Nel nome del transistor, del varicap, del diodo zener e così sia.

di E. Grosso

Circuiti integrati digitali

1. - PREMESSA

Con la definizione di circuito logico, si intende un sistema, più o meno complesso, che agisce secondo criteri logici in base a dei dati forniti al circuito stesso.

Una « macchina logica » come l'elaboratore o il calcolatore elettronico pur non potendo ovviamente formulare ragionamenti intesi nel senso classico del termine, è comunque in grado per esempio, di effettuare scelte, fornire la o le decisioni più « logiche » tra quelle che l'operatore propone ponderando in modo razionale le varie possibilità a disposizione.

Tali macchine attraverso una rapida successione di operazioni elementari, consentono di ricavare le soluzioni di problemi anche molto complessi che altrimenti avrebbero impegnato l'uomo in calcoli lunghi e laboriosi.

Nel campo tecnico-scientifico, i calcolatori elettronici consentono appunto, con la loro elevata velocità di esecuzione, di ottenere in breve tempo soluzioni a problemi assai complessi. È intuibile quindi come queste elevate velocità esecutive, possano ottenersi con organi statici escludendo a priori relè di tipo convenzionale ossia elettromagnetici.

Si sfrutterà quindi come organo di commutazione il relè elettronico impiegante transistori e diodi nei due stati di « saturazione » e « interdizione » corrispondenti alle condizioni logiche 0, 1 consentite dal sistema binario. Il veloce progredire della tecnologia elettronica ha portato a microcircuiti allo stato solido che costituiscono i circuiti integrati oggetto nel presente articolo.

2. - FUNZIONI LOGICHE

Poichè, come accennato, i circuiti integrati esplicanti funzioni logiche impiegano diodi e transistori nelle due condizioni limite di saturazione e interdizione il margine di sicurezza viene evidentemente aumentato escludendo le incertezze dovute a variazioni nel tempo delle correnti per condizioni intermedie. Si è quindi adottato nel campo d'impiego dei circuiti logici il sistema di conteggio binario che si avvale di due soli simboli: 1 e 0. Con essi si possono esprimere tutti i numeri del codice decimale formato come noto dai simboli:

0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9.

Il conteggio per potenze di dieci verrà ora espresso in potenze di due ossia:

1, 2, 4, 8, 16, 32 ecc.

Nel sistema decimale sappiamo che un certo numero p. es. 2328 è composto da 2 migliaia, 3 centinaia, 2 decine, 8 unità e leggendo da sinistra a destra, diciamo che nel caso specifico incontriamo le migliaia, indi le centinaia, le decine e infine le unità.

Tale quantità espressa per potenze di dieci può essere scritta:

$2 \cdot 10^3 + 3 \cdot 10^2 + 2 \cdot 10 + 8 \cdot 10^0$.

I numeri da 0 a 9 espressi in forma binaria si possono quindi sviluppare nello stesso modo, ma secondo le potenze di 2 come rileva la tabella seguente:

Tabella 1.

0	$= 0 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0 =$	0 0 0 0
1	$= 0 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 =$	0 0 0 1
2	$= 0 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0 =$	0 0 1 0
3	$= 0 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 =$	0 0 1 1
4	$= 0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0 =$	0 1 0 0
5	$= 0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 =$	0 1 0 1
6	$= 0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0 =$	0 1 1 0
7	$= 0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 =$	0 1 1 1
8	$= 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0 =$	1 0 0 0
9	$= 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 =$	1 0 0 1

Nel codice binario risulta quindi palese, come il numero delle cifre aumenti rapidamente rispetto a ciò che avviene nel codice decimale.

A puro titolo di esempio convertiamo il numero decimale 83 in codice binario; scomposto il numero dato, ossia 83, in fattori potenza di due tenendo valida quella con massimo esponente si ottiene: $2^6 = 64$, poichè $2^7 = 128$ supera il numero dato, 83.

$83 = 2^6 + 19$ procedendo in tal senso per i successivi resti otteniamo:

$19 = 2^4 + 3$ dove:

$3 = 2^1 + 2^0$

per cui:

$$83 = 2^6 + 2^4 + 2^1 + 2^0 \qquad [1]$$

Tenendo presente quanto riportato nella tabella 1 di conversione scriviamo:

		2^6	+	2^5	+	2^4	+	2^3	+	2^2	+	2^1	+	2^0
83	=	1		0		1		0		0		1		1

mettendo cioè 1 per i termini che appaiono nella [1] e 0 per quelli non contenuti. La conversione inversa si ottiene scrivendo a partire da sinistra, le potenze decrescenti di due contenute nel numero binario.

Supponiamo di voler convertire in cifra decimale il numero binario 1101100.

Ordinando le potenze di 2 otteniamo:

2^7	2^6	2^5	2^4	2^3	2^2	2^1	2^0		
	1	1	0	1	1	0	0		
	2^6	2^5	+	2^3 + 2^2				=	64 + 32 + 8 + 4 = 108

quindi il numero binario 1101100 risulta eguale al numero decimale 108.

Avendo stabilito che i circuiti logici operano in forma binaria, i dati in ingresso e quelli forniti all'uscita del circuito saranno pure essi di natura binaria. La variabile binaria sarà quindi una grandezza che assumerà due soli valori corrispondenti agli stati 1 e 0.

Le variabili in uscita da una rete logica, sono quindi legate a quelle di ingresso da funzioni che definiamo anch'esse binarie o logiche.

Le variabili di ingresso alla rete logica condizionano quindi le variabili in uscita secondo determinate regole.

Esaminando il circuito di fig. 1 possiamo dire che: le condizioni di lampada accesa o lampada spenta sono legate ai seguenti punti:

a) l'interruttore *I* chiuso; *b*) la lampada *L* presenta continuità del filamento; *c*) la tensione *V* richiesta per l'alimentazione, è presente ai relativi morsetti *A* e *B*; *d*) i collegamenti del circuito *L*, *I*, *V* sono interrotti.

La condizione da noi posta (p. es. lampada accesa) è attuata quindi se sono verificati i punti *a*, *b*, *c*, mentre al contrario *d* non deve essere verificato.

Assumendo la cifra binaria 1 come atta a rappresentare il verificarsi di una determinata condizione e zero lo stato opposto, potremo dire che la variabile (condizione di lampada accesa) risulterà 1 ossia sarà verificata solo per valori delle variabili indipendenti *a*, *b*, *c* eguali a 1 e di 0 per *d*.

Le funzioni combinatorie elementari, che esprimono cioè la variabile dipendente in base ai valori assunti dalle variabili indipendenti, sono due e cioè: *AND* e *OR*.

Una funzione logica si differenzia da una algebrica per il fatto che le variabili dipendenti e indipendenti possono assumere solo due valori anzichè infiniti.

Ciò significa che date *n* variabili le combinazioni possibili, nel caso di funzione logica sono 2^n e il numero di funzioni diverse di *n* è 2^{2n}.

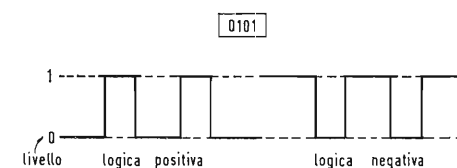
I due stati 0, 1 corrispodono a due diversi livelli di tensione con possibilità di impulsi comando sia positivi che negativi. La cifra 5 ad esempio corrisponde nel codice binario come visto nella tabella precedente, a 0101 per cui le forme d'onda che rappresentono tale cifra per i due tipi di logica sono:

Una rete logica combinatoria realizza praticamente ciò che esprime la relativa

Fig. 1

Fig. 2

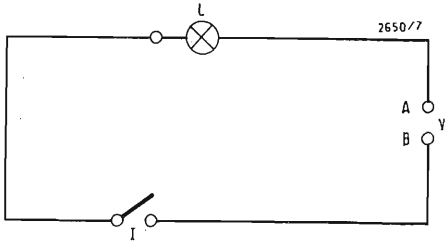
Fig. 3

funzione, funzione che viene scritta sotto forma della « tabella della verità ». Tale tabella ha il compito di mostrare per quali combinazioni delle variabili che alimentano la rete logica, l'uscita assume valore 1 oppure zero.

Tabella della verità

Tale tabella si compone di una parte che riporta tutte le possibili combinazioni delle variabili indipendenti e di una colonna che raccoglie i corrispondenti valori della o delle variabili dipendenti.

Nel caso p.es. di due variabili indipendenti *A* e *B* si ottiene per la funzione « *AND* » la seguente tabella:

Variabili indip.		Variabile dip.
A	B	X
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Tabella 2.

Da questa tabella si deduce che solo quando *A* e *B* sono contemporaneamente a 1, l'uscita della rete logica risulta 1 mentre per tutte le altre possibili combinazioni la variabile dipendente *X* assume valore 0.

La funzione *AND* può quindi essere scritta sotto forma algebrica come prodotto logico:

$$f = A \cdot B$$

Il prodotto logico testè scritto significa come sottolineato, che la condizione 1 si ottiene esclusivamente per la contemporanea presenza di 1 delle variabili indipendenti. Riportandoci quindi ad un circuito elementare come quello rappresentato in fig. 2.

Diremo che la funzione *AND* è attuata dal chiudersi contemporaneo dei due interruttori *I* e I_1, rendendo possibile l'accensione della lampadina *L*. Abbiamo quindi scelto come 1 la condizione da ottenere (lampadina accesa) e con 0 la condizione di interruttore aperto. Per analogia, con segnali *A* e *B* invertiti di fase si ottiene la funzione *NAND* che in forma algebrica è espressa:

$$f = \overline{A \cdot B}$$

Per la funzione *OR* nel caso di due variabili la tabella della verità risulterà:

Variabili indip.		Variabile dip.
A	B	X
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Tabella 3.

Ossia solamente per valori di *A e B* contemporaneamente eguali a zero ottengo livello 0 in uscita. Il valore 1 (vero) si ottiene con la condizione 1 anche per la sola variante indipendente. La funzione *OR* risulterà:

$$f = A + B$$

mentre per segnali invertiti si ottiene la funzione *NOR*:

$$f = \overline{A + B}$$

Anche in tal caso possiamo riferirci al circuito elementare di fig. 3.

Da esso deduciamo appunto che è sufficiente un solo 1 ossia che un solo interruttore sia chiuso affinchè *L* risulti accesa; a maggior ragione nel caso di *I*, I_1, chiusi contemporaneamente, si otterrà la condizione richiesta mentre solo in presenza di due zero (interruttori entrambi aperti) *L* risulterà spenta.

Nel caso in cui le variabili indipendenti risultino ad es. tre, la tabella nel caso *AND* si trasforma come segue:

Variabili indip.			Variabile dip.
A	B	C	X
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	1

Tabella 4.

Se le variabili indipendenti sono più di una aumentano in conseguenza le colonne relative.

Assegnata una funzione sia essa sotto forma algebrica che sotto forma di « tabella della verità » si deve ricavare la rete logica corrispondente. A tale scopo come già è stato detto occorre, partendo p. es. dalla « tabella della verità » considerare i valori delle variabili indipendenti in funzione di ogni valore 1 della variabile dipendente; crediamo che un esempio sia il miglior modo di chiarire il concetto.

Partendo dalla « tabella della verità » N° 5 osserviamo come la variabile dipendente *X* assume valore 1 nel caso di *A* e *B* contemporaneamente a zero (prima riga) e contemporaneamente a 1 (4ª riga) della tabella 5;

A	B	X
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Tabella 5.

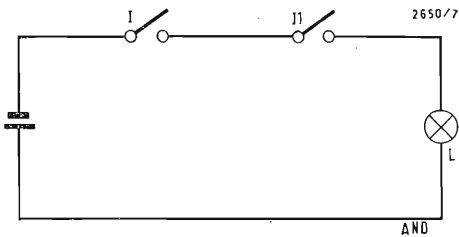
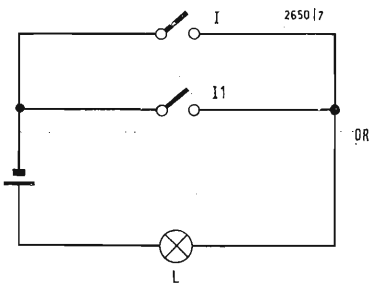
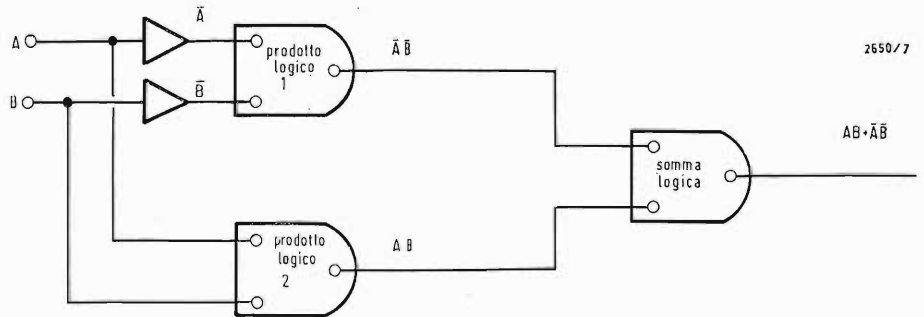



Fig. 4

la variabile X in funzione di A, B vale quindi:

$X = \bar{A} \cdot \bar{B} + A \cdot B$

La rete logica con i simboli pertinenti risulta quindi come in fig. 4.

Biportiamo una tabellina che comprende i principali teoremi dell'algebra Booleana che consentono la trasformazione e semplificazione delle funzioni logiche.

1°	$A + A = A$
2°	$A \cdot A = A$
3°	$A + 1 = 1$
4°	$A \cdot 1 = A$
5°	$A + 0 = A$
6°	$A \cdot 0 = 0$
7°	$A + \bar{A} = 1$
8°	$A \cdot \bar{A} = 0$
9°	$\bar{\bar{A}} = A$
10°	$A + AB = A$
11°	$A (A + B) = A$
12°	$\overline{A + B} = \bar{A}\,\bar{B}$
13°	$\overline{AB} = \bar{A} + \bar{B}$
14°	$A (\bar{A} + B) = AB$
15°	$A + \bar{A}B = A + B$
16°	$\bar{A} + AB = \bar{A} + B$
17°	$\bar{A} + A\bar{B} = \bar{A} + \bar{B}$

Onde rendere più comprensibile i teoremi riportati nella tabellina 6, ne riferiamo alcuni al circuito elementare che ne realizza la soluzione pratica.

3. - MINIMIZZAZIONE DI UNA FUNZIONE

Un problema assai importante è quello di realizzare la rete logica, rispondente ad una determinata funzione, nel modo più semplice, con il minor numero di logiche e quindi di minor costo.

La minimizzazione di una rete logica viene attuata, nel caso in cui non si superino 5 o 6 variabili con il metodo della « mappa di Karnaugh » che desideriamo appunto illustrare brevemente.

Il diagramma suddetto è la rappresentazione di una funzione combinatoria binaria al pari della tabella della verità, con la quale ovviamente, ha una certa affinità.

Riprendiamo a titolo di esempio la tabella della verità vista in precedenza che riportiamo, mentre a lato è rappre-

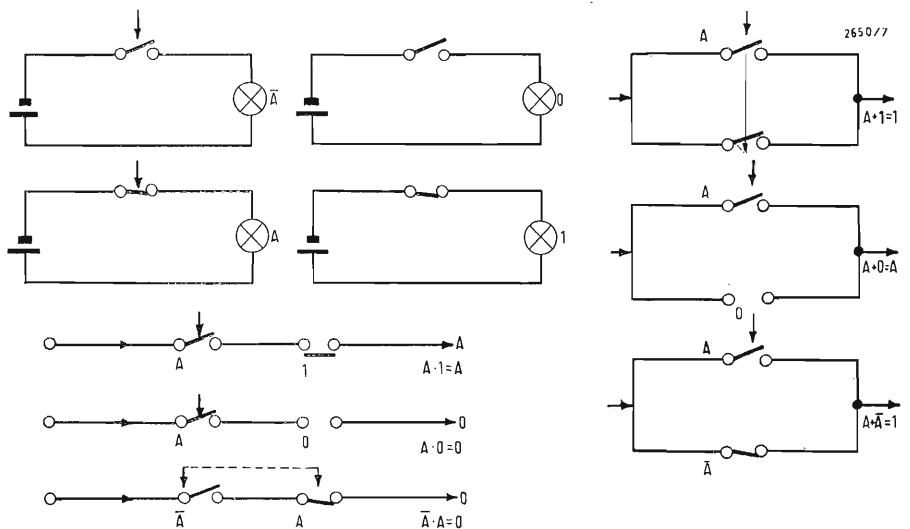



Fig. 5

sentata la stessa funzione sulla mappa di Karnaugh.

A	*B*	*X*
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

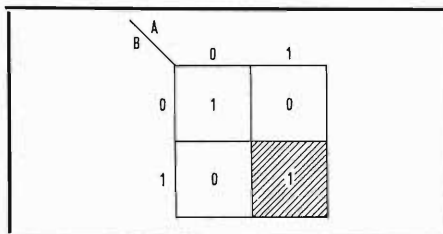



Tabella 7.

Tabella 8.

Ogni casella della mappa rappresenta una combinazione tra le variabili A e B pertinente alla riga e alla colonna di appartenenza.

In altri termini, se consideriamo ad esempio la casella tratteggiata (tabella 8), essa stabilisce che quando A è 1 (II colonna) contemporaneamente a B (II riga) la variabile dipendente vale 1.

Nel caso più complesso di una funzione binaria di 4 variabili che in forma algebrica sia ad es. espressa dalla relazione:

$$X = \bar{A}B\bar{C}D + A\bar{B}\bar{C}D$$

la relativa mappa di Karnaugh risulta come dalla tabella 9:

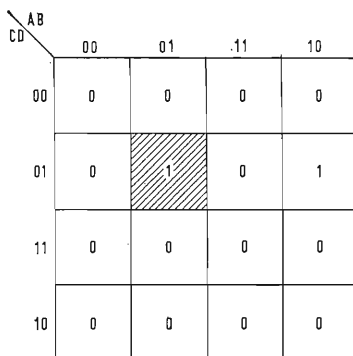



Tabella 9.

Infatti il primo termine significa un 1 nel quadrato che unisce la colonna $AB = 01$ (II da sinistra a destra) e $CD = 01$ (II riga) e che nella figura per chiarezza è tratteggiato.

Il secondo termine sarà rappresentato dalla casella di unione tra la colonna $AB = 10$ e la riga $CD = 01$. Tutte le restanti caselle rappresentano uno zero poichè non esistono altri termini nella funzione binaria data. Notiamo subito come ad esempio passando dalla I alla II colonna solo la variabile B cambia, così come dalla II alla III si ha il cambiamento della sola variabile A; la stessa constatazione è valida per le righe poichè, passando p. es. dalla III riga alla IV solo D varia. Questo equivale a dire che due termini appartenenti a caselle contigue si differenziano per una sola variabile per cui, tenendo presente i teoremi precedenti si può dar luogo ad un termine comune. Ad esempio:

$$X = A\bar{B}CD + ABCD$$

tenendo presente il 7° teorema $(B + \bar{B} = 1)$, si ottienela funzione semplificata:

$$X = A\bar{B}CD + ABCD = ACD$$

Tale semplificazione si può ricavare dalla relativa mappa come dimostra la Tabella 10 dove i termini adiacenti sono racchiusi in un unico rettangolo.

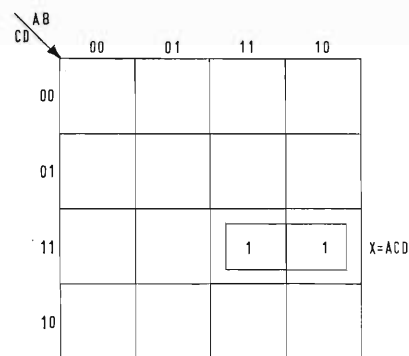



Tabella 10.

Prendiamo in esame un'altra funzione: $X = \bar{A} \cdot C + B\bar{C}\bar{D}$

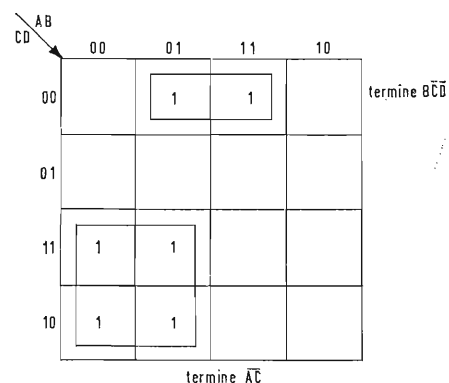



Tabella 11.

Per il primo termine, ossia $\bar{A}C$, le caselle interessate (tabella 11) sono quelle che uniscono $A = 0$ (prima e seconda colonna da sinistra a destra) con $C = 1$ (ultime due righe dall'alto in basso) mentre per il secondo termine $B\bar{C}\bar{D}$, le due caselle con $B = 1$ (prima e secon da colonna) e $CD = 0$ (prima riga in alto). Si nota come dove la linea continua unisce un numero di caselle maggiore il termine rappresentato ri-

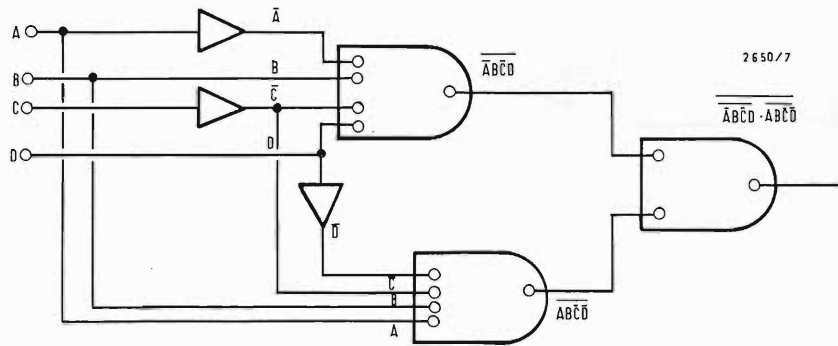



Fig. 6

sulta composto da un minore numero di variabili come nel caso, appunto presentato dove il termine AC comprende 4 caselle anzichè le 2 pertinenti a $B\bar{C}\bar{D}$. Proseguendo con un altro esempio risulta quindi evidente come la funzione:

$$X = AB\bar{C}\bar{D} + AB\bar{C}D + ABCD + ABC\bar{D}$$

per il teorema $AB + A\bar{B} = A$ risulti: $X = AB$ ciò che si può rilevare con facilità anche dalla mappa di Karnaugh (tabella 12):

CD \ AB	00	01	11	10
00	0	0	1	0
01	0	0	1	0
11	0	0	1	0
10	0	0	1	0

Tabella 12.

raggruppando appunto i termini adiacenti e ottenendo quindi la funzione semplificata $X = AB$.

L'esempio seguente lievemente più complesso chiarirà maggiormente il procedimento di raggruppamento delle caselle adiacenti.

Sia data la funzione:

$$X = \bar{A}B\bar{C}D + \bar{A}BCD + ABCD + \bar{A}BC\bar{D}$$

tracciata la relativa mappa di Karnaugh:

CD \ AB	00	01	11	10
00				
01		1		
11		1	1	
10		1		

Tabella 13.

dal raggruppamento delle caselle adiacenti otteniamo la funzione minima:

$$X = \bar{A}BD + \bar{A}BC + BCD.$$

Possiamo sin d'ora stabilire che per ottenere la minima funzione, bisogna ottenere il numero di raggruppamenti minore possibile con un numero maggiore di caselle. Quando esistono combinazioni delle variabili di ingresso per cui il valore assunto dalla funzione è *indifferente*, tali condizioni vengono segnate sulla «mappa» con il segno ⊘ e da esse si trae ulteriore vantaggio per la semplificazione. Si imporrà per le condizioni di indifferenza il valore 0 o 1 a seconda dell'utilità nel caso specifico.

Considerata ad esempio la funzione:

$$X = \bar{A}B\bar{C}D + AB\bar{C}\bar{D} \quad [2]$$

con le condizioni di indifferenza corrispondenti a $\bar{A}B\bar{C}\bar{D}$, $AB\bar{C}D$ si può nella mappa (tabella 14) sostituire alle due ultime condizioni 1 per cui si riduce la funzione a:

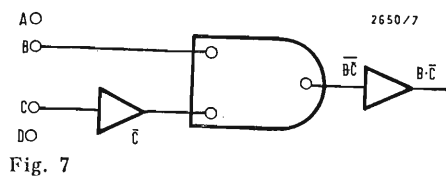



Fig. 7

CD \ AB	00	01	11	10
00		∅	1	
01		1	∅	
11				
10				

Tabella 14.

$X = B\overline{C}$

Il circuito che realizza la [2] è riportato in fig. 6.
Poichè dopo le semplificazioni, la funzione si è ridotta alla forma minima:

$X = B\overline{C}$

ovviamente anche il circuito risulterà meno complesso come dimostra la figura 7.
Il caso qui riportato è invero assai elementare avendo l'unico scopo di servire da esempio; con funzioni logiche complesse risulta evidente l'utilità della minimizzazione resa possibile con la rappresentazione grafica della « mappa di Karnaugh ».
A titolo informativo rileviamo ancora come la funzione semplificata che comporta il numero minimo di termini irriducibili può essere ottenuto con il metodo di Quine. La differenza tra i due sistemi sta nel fatto che nel caso della mappa di Karnaugh si ha un modo di operare tabellare, mentre il metodo di Quine è di natura algebrica. È logico che i due sistemi portino comunque al medesimo risultato.

UNA SPECIALE ANTENNA IN FERRITE MIGLIORA LA RICEZIONE MF

Aachen. La possibilità di ottenere, con una speciale antenna di ferrite, una buona ricezione radio nella gamma della modulazione di frequenza (da 86 a 108 MHz), proprio come nelle bande ad onde medie e a onde lunghe nei ricevitori con antenna incorporata in ferrite, è stata dimostrata praticamente dal dr. G. Schiefer e dal sig. A. Lens. dei Laboratori Centrali della Philips di Aachen.
Sinò a pochissimo tempo fa, l'impiego di antenne in ferrite da utilizzare per la gamma a modulazione di frequenza, incontrava numerose obiezioni. La più importante era il fatto che non erano disponibili le speciali qualità di ferrite necessarie per queste elevate frequenze, mentre per coprire la intera banda FM si rendeva indispensabile anche la sintonizzazione variabile dell'antenna.
Queste obiezioni sono state oggi superate in virtù dei seguenti sviluppi: 1) nei Laboratori di ricerca Philips di Eindhoven, il gruppo del dr. Stuyts ha perfezionato un metodo per fabbricare con opportuna compressione ed alta temperatura la ferrite zinco-nichel, un materiale particolarmente adatto a questa gamma di frequenze. 2) La sintonizzazione variabile, che era necessaria per l'alta selettività della stessa antenna di ferrite, non solo non è più considerata un mero ostacolo, ma in effetti diventa una necessità con banda FM oggi così affollata. 3) La sintonizzazione d'antenna necessaria è quella dello stadio preamplificatore associato (sintonizzatore) viene oggi facilmente realizzata per mezzo dei diodi a capacità variabile.
Si ha così la realizzazione sperimentale di una antenna di ferrite FM con sintonizzatore, inserita in diversi apparecchi radio di tipo comune per l'effettuazione delle prove di collaudo. La barretta di ferrite è lunga 18 cm. circa e divisa a metà per applicare una spira di accoppiamento.
Questa sistemazione assicura l'adattamento ottimo al transistor di entrata per quanto riguarda il rapporto segnale-rumore. « L'avvolgimento d'antenna » consiste in una larga singola spira di striscetta di rame, cui vengono collegati a montaggio in parallelo i condensatori di sintonia (tre condensatori fissi e due diodi a capacità variabile). La regolazione del sintonizzatore viene ottenuta con l'ausilio di un diodo a capacità variabile.
Si è trovato che questa sistemazione dà virtualmente la stessa qualità di ricezione ottenuta con le antenne telescopiche ed antenne esterne. Per quanto riguarda questo risultato positivo, sono di notevole importanza anche le seguenti caratteristiche: a) diversamente dall'antenna normale a bipolo, l'antenna in ferrite riceve ugualmente bene da tutte le direzioni; b) l'antenna in ferrite è praticamente insensibile all'effetto schermante elettrico dei metalli vicini, e non mostra alcun effetto di corpo capacitivo.
Questi esperimenti hanno dimostrato che è tecnicamente possibile dotare ogni radio di un'antenna incorporata per ottenere una buona ricezione nella banda della modulazione di frequenza senza complicazioni di funzionamento. Naturalmente gli apparecchi si possono dotare a richiesta anche di un collegamento per una antenna esterna. Quando si usa l'antenna esterna, si conserva il vantaggio di un'alta selettività di entrata.

di Ermete Riva

Circuito di deflessione verticale con stadio di uscita complementare per televisori a grande schermo

*Si descrive un circuito di deflessione verticale per televisori a grande schermo con angolo di deflessione di 110°.
È stato realizzato con 5 transistori planari al silicio in contenitore plastico e 2 transistori in contenitore metallico di tipo TO-5.
Lo stadio finale in classe B, realizzato con transistori complementari con uscita di collettore, è stato studiato per il massimo rendimento e per la massima dinamica di tensione. Queste caratteristiche lo rendono adatto anche per la deflessione di televisori a piccolo schermo con bassa tensione di alimentazione (11" e 12" a 110° con V_a = 10,7 V).*

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Indipendentemente dalla differente configurazione dello stadio di uscita, il funzionamento non differisce da quello descritto nel RAS C-0114.

Due particolari degni di nota, riguardano la differente sistemazione del diodo d'isolamento dell'impulso di « flyback » e la compensazione della deformazione esponenziale introdotta dall'induttanza del giogo attraverso due vie: elettromagnetica, iniettando corrente nella bobina di deflessione durante la fase attiva; ed elettrostatica, sommando nella fase di ritorno, il valore di picco della rampa di tensione in uscita dell'amplificatore alla tensione di «flyback» presente nel condensatore connesso in parallelo al giogo di deflessione.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Si fa riferimento allo schema di fig. 1. I transistori Q_1 e Q_2 costituiscono parte attiva del multivibratore astabile che definisce il valore di frequenza di quadro. La durata della fase di ritorno è proporzionale alla costante tempo R_2C_2, mentre il periodo è definito da P_1, R_4 e C_2 e dal rapporto R_1/R_2. Il transistore P_2, funziona da interruttore, portando alternativamente in interdizione ed in conduzione il diodo D_2, rispettivamente durante la fase attiva e passiva.

Per la sincronizzazione del multivibratore, è richiesto un segnale impulsivo di polarità positiva e di ampiezza compresa tra 1 e 10 V.

L'impulso viene introdotto attraverso il condensatore C_1 ed il diodo D_1 che si trova polarizzato in prossimità della soglia di conduzione diretta durante la saturazione del transistor Q_1 (fase attiva della deflessione); l'azione esercitata dall'impulso applicato è diretta ad interdire il transistor Q_1 in anticipo rispetto alla conduzione di Q_2 definita dalla fine carica del condensatore C_2. L'applicazione dell'impulso di sincronismo, tende pertanto a ridurre la libera frequenza del multivibratore rendendo isocrono il periodo di deflessione con il

S.G.S.-AGRATE-Milano

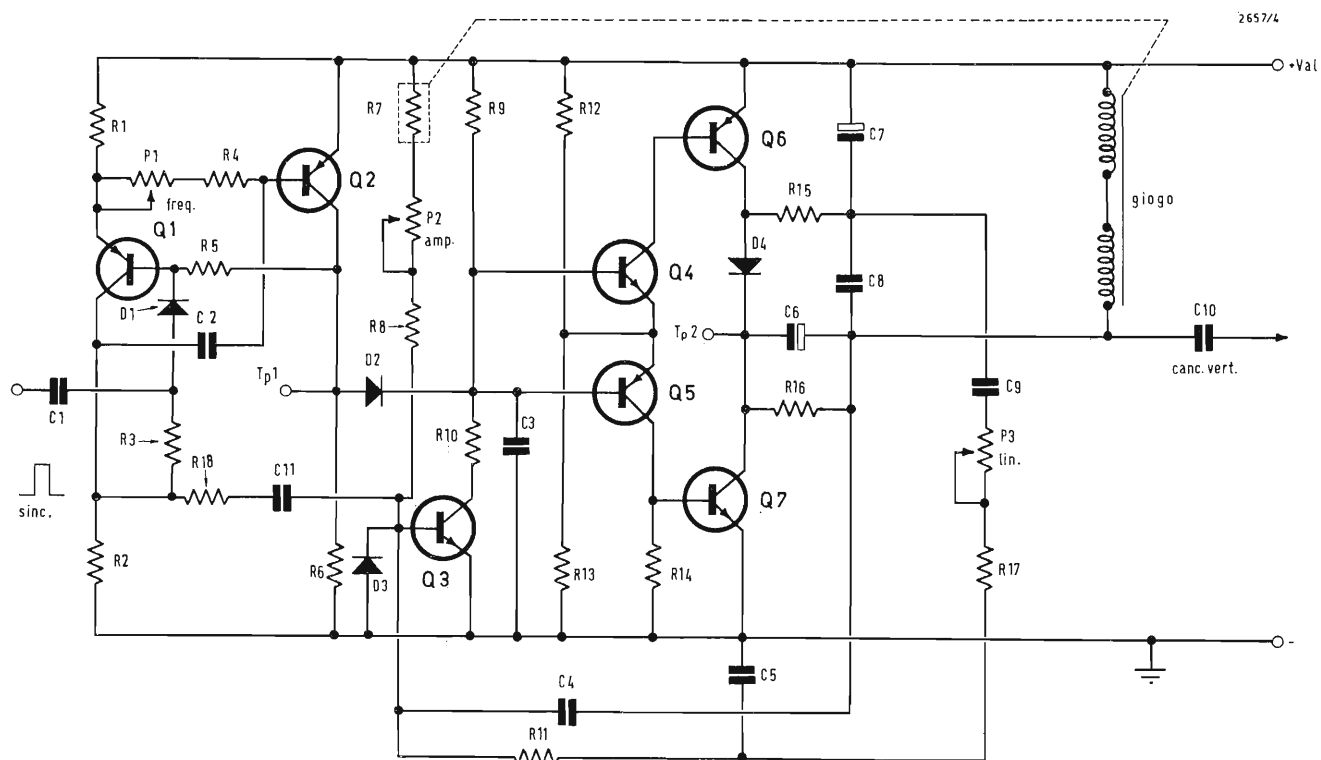



Fig. 1 - Deflessione verticale complementare.

periodo degli impulsi di sincronismo. Nella fase attiva della deflessione, caratterizzata dalla interdizione del transistor Q_2, si ha la formazione della rampa di tensione, da parte dell'amplificatore integratore, con una pendenza definita dalla corrente di carica del condensatore C_4, attraverso la serie di resistori R_7, P_2, R_8; se si trascura la presenza di un componente non lineare, introdotto dalla rete costituita da C_9, P_3, R_{17}, C_5 ed R_{11}, la corrente di carica di C_4 può essere ritenuta costante, in quanto la tensione applicata alla serie dei resistori, sopra menzionati, coincide, a meno della tensione base-emettitore di Q_3, con la tensione di alimentazione.

A causa dell'elevato guadagno di corrente del transistor Q_3, è possibile trascurare la sua corrente di base rispetto alla corrente della rete esterna ed è pertanto quest'ultima e definire la forma d'onda d'uscita.

L'introduzione di una corrente di tipo alternato parabolico, la cui entità può essere variata mediante la regolazione del potenziometro P_3, altera l'andamento altrimenti lineare della forma d'onda di uscita, introducendo una deformazione ad S più o meno accentuata, tendente a compensare la deformazione opposta dovuta al differente percorso del pennello elettronico nel piano verticale assiale del cinescopio.

Alla saturazione del transistor Q_2, attraverso il diodo D_2 viene provocata la conduzione dei transistor Q_4 e Q_6 e l'interdizione di Q_5 e Q_7 indipendentemente dallo stato di Q_3; viene così bruscamente a cessare la fase di integrazione.

Nell'istante di interdizione del transistor Q_7, ha inizio la fase di libera oscillazione del circuito risonante costituito principalmente dall'induttanza del giogo e dal condensatore C_8. Contemporaneamente all'inizio del periodo d'interdizione di Q_7, si manifesta la saturazione di Q_6; il condensatore C_7 che si trovava carico ad un valore di tensione pari al valore di picco della rampa di tensione applicata al giogo, viene rapidamente scaricato attraverso il resi-

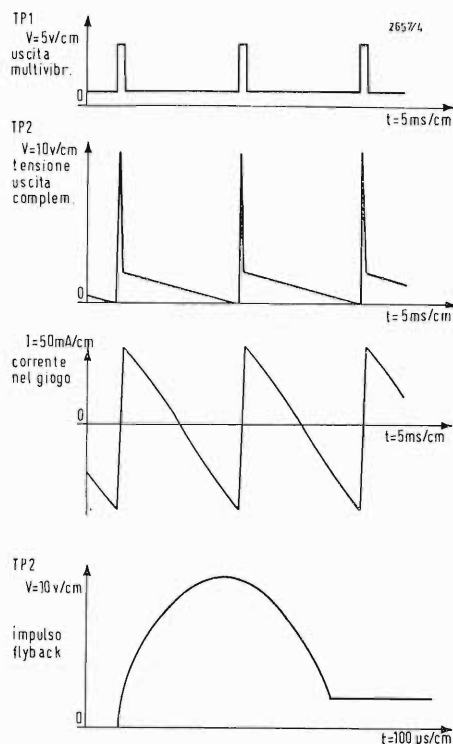



Fig. 2 - Forme d'onda tipiche rilevate con giogo R=36 ohm; L=80 mH per TV 12" 90o.

store R_{15}; l'armatura del condensatore C_8, comune a C_7, viene spostata in verso concorde all'armatura opposta pertanto, alla fine del primo quarto d'onda della libera oscillazione, ad avvenuto completo trasferimento di energia dall'induttore verso il condensatore, la tensione di picco, presente ai capi del circuito risonante parallelo risulta conseguentemente più elevata, questo equivale ad avere aumentato il contenuto energetico supplendo in parte alla perdita del circuito.

Nel secondo quarto d'onda l'energia immagazzinata nel condensatore C_8 viene restituita all'induttore riportando l'intensità di corrente in esso circolante ad un valore uguale ed opposto a quello raggiunto alla fine della rampa di tensione di deflessione. L'oscillazione viene limitata ad un solo semiperiodo dalla presenza del diodo D_4 che impedisce, durante lo stato di saturazione di Q_6, la formazione della semionda negativa.

L'inizio del nuovo ciclo attivo è determinato dall'interdizione del transistor Q_2 e dal diodo D_2 che consente all'amplificatore di riprendere il normale funzionamento. L'origine della nuova rampa di tensione, che deve coincidere con il cambiamento di stato del multivibratore, viene definita dal condensatore C_{11} che provvede alla iniezione in C_4 della quantità di elettricità necessaria al raggiungimento della soglia di conduzione del transistor Q_3.

In assenza di questo accorgimento, si avrebbe un ritardo nel ritorno alla condizione di funzionamento lineare dell'amplificatore, dovuto allo stato finale della carica del condensatore C_4 durante la presenza dell'impulso di « flyback »; infatti, nel secondo quarto d'onda di tale impulso di tensione, una parte della corrente del circuito risonante, viene ad interessare il condensatore C_4 che si scarica attraverso il diodo D_3.

Al completamento della semionda di tensione, la corrente nel condensatore C_4, che aveva raggiunto il valore massimo negativo, viene bruscamente a cessare per effetto della conduzione del diodo D_4 e del transistor Q_6; pertanto l'armatura del condensatore C_4 connessa all'ingresso dell'amplificatore, si troverà ad una tensione negativa pari alla soglia di conduzione del diodo D_3 ed inizierà lo spostamento verso la soglia di conduzione di Q_3 attraverso la corrente definita dai resistori R_7, P_2, R_8. Il tempo necessario a completare

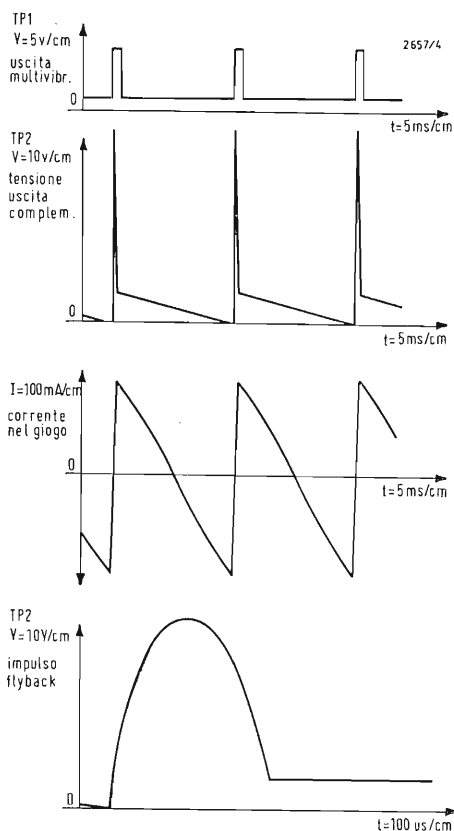



Fig. 3 - Forme d'onda tipiche rilevate con giogo R=14 ohm; L=30 mH per TV 12" 110°.

Fig. 4 - Forme d'onda tipiche rilevate con giogo R=40 ohm; L=92 mH; per TV 23" 110°.

questo spostamento, supera il periodo della fase passiva della deflessione; è pertanto necessario provvedere tempestivamente alla ricarica rapida; questo è stato risolto sfruttando l'impulso positivo presente nel collettore del transistor Q_1 al cambiamento di stato del multivibratore.

Il resistore a coefficiente di temperatura negativo (NTC), termicamente connesso al giogo di deflessione, serve a compensare il coefficiente di temperatura positivo degli avvolgimenti in filo di rame, la variazione di resistenza di questo resistore, provocando la variazione della corrente di integrazione, determina il mutamento proporzionale della pendenza della rampa di tensione con conseguente variazione di ampiezza del valore di picco.

CONCLUSIONI

In questa nuova edizione di circuito di deflessione verticale con l'adozione di uno stadio finale complementare con uscita di collettore, sono scaturiti due

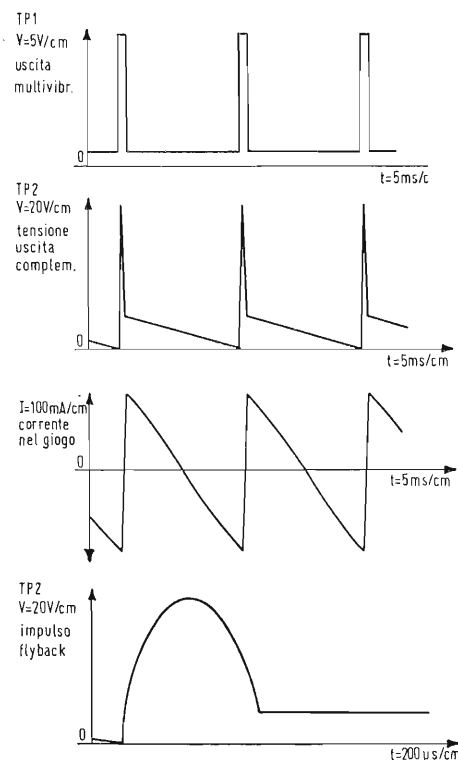



Tabella 1.

DEFLESSIONE VERTICALE COMPLEMENTARE

ELENCO COMPONENTI

		12" 90°	12" 110°	23" 110°
R_1	=	270	270	1,2
R_2	=	270	270	470
R_3	=	470 K	470 K	470 K
R_4	=	33 K	68 K	120 K
R_5	=	10 K	10 K	10 K
R_6	=	10 K	10 K	10 K
R_7	=	47 K NTC a 25°C	47 K NTC	47 K NTC
R_8	=	220 K	220 K	220 K
R_9	=	47 K	27 K	56 K
R_{10}	=	6,8 K	2,7 K	8,2 K
R_{11}	=	22 K	22 K	22 K
R_{12}	=	820	390	820 1/2 W
R_{13}	=	820	390	820 1/2 W
R_{14}	=	330	330	180
R_{15}	=	15 1/2 W	10 1/2 W	33 1/2 W
R_{16}	=	560	330	680
R_{17}	=	220 K	220 K	220 K
R_{18}	=	0	0	10 K
P_1	=	47 K	47 K	100 K Frequenza
P_2	=	220 K	220 K	220 K Ampiezza
P_3	=	470 K	470 K	470 K Linearità
GIOGO	=	80 mH - 36 Ω	30 mH - 14 Ω	92 mH - 40 Ω
V_{al}	=	10,7 V_{cc}	10,7 V_{cc}	22 V_{cc}

I valori delle resistenze sono espressi in ohm: tolleranza ± 10%
Dissipazione 1/4 W dove non altrimenti indicato.

Tabella 2.

ELENCO COMPONENTI

		12" 90°	12" 110°	23" 110°
C_1	=	47 nF	47 nF	47 nF
C_2	=	0,47 μF	0,33 μF	0,33 μF Mylar
C_3	=	1 nF	1 nF	1 nF
C_4	=	47 nF	47 nF	47 nF
C_5	=	0,22 μF	0,22 μF	0,22 μF Mylar
C_6	=	1000 μF	2000 μF	1000 μF/12 V elett.
C_7	=	10 μF	10 μF	10 μF/12 V elett.
C_8	=	0,68 μF	1 μF	1 μF Mylar
C_9	=	0,47 μF	0,47 μF	0,47 μF
C_{10}	=	33 nF	33 nF	33 nF
C_{11}	=	5,6 nF	4,7 nF	5 nF
D_1	=	BA 128	BA 128	BA 128
D_2	=	BA 128	BA 128	BA 128
D_3	=	BA 128	BA 128	BA 128
D_4	=	BA 129	BA 129	BA 129
Q_1	=	BC 153	BC 153	BC 153
Q_2	=	BC 154	BC 154	BC 154
Q_3	=	BC 208	BC 208	BC 207
Q_4	=	BC 208	BC 208	BC 207
Q_5	=	BC 153	BC 153	BC 153
Q_6	=	BC 116	BC 116	BC 139 Finale PNP
Q_7	=	BC 395	BC 324	BC 323 Finale NPN

importanti vantaggi: un'aumentata dinamica di tensione il cui valore differisce dalla tensione di alimentazione, di sole due tensioni di saturazione più la caduta diretta di un diodo; una minore sollecitazione dei componenti attivi, limitata dalla presenza di un solo transistor di tipo NPN sollecitato dalla elevata tensione dell'impulso di « flyback».
Il primo vantaggio ha permesso di aumentare l'ampiezza di deflessione verticale di circa l'8 ÷ 10 % nei televisori a piccolo schermo; il secondo ha consentito la realizzazione economica di un circuito di deflessione per televisori a grande schermo.
Non è di secondaria importanza, l'accorgimento adottato per la introduzione, per via elettrostatica, dell'energia dissipata durante il periodo passivo della deflessione che ha sensibilmente ridotto lo spostamento del valor medio della corrente, tipico del precedente circuito di deflessione complementare.
Un ultimo vantaggio di tipo pratico è rappresentato dalla universalità del circuito; è possibile infatti disporre di un solo circuito stampato comune a tutti i tipi di televisori, aventi dimensioni diverse di cinescopio o differenti tensioni di alimentazione; essendo la sola variante costituita dal tipo o valore di componente montato, senza modifiche circuitali.

PRESTAZIONI TIPICHE DEL CIRCUITO A 12" 90°

Giogo di deflessione 90°	R = 36 ohm L = 80 mH
Tensione di alimentazione	V_{al} = 10,7 V_{cc}
Corrente media assorbita	I_a = 55 mA
Corrente massima di deflessione picco-picco	I_{pp} = 270 mA
Spostamento del valore medio di corrente	$\Delta I\ m\% \simeq 5\%$
Temperatura massima di funzionamento con transistori in resina epossidica	T_a = 70°C

PRESTAZIONI TIPICHE DEL CIRCUITO A 12" 110°

Giogo di deflessione 110°	R = 14 ohm L = 30 mH
Tensione di alimentazione	V_{al} = 10,7 V_{cc}
Corrente media assorbita	I_a = 110 mA
Corrente massima di deflessione picco-picco	I_{pp} = 640 mA
Spostamento del valore medio di corrente	$\Delta I\ m\% \simeq 8\%$
Temperatura massima di funzionamento	T_a = 45°C

PRESTAZIONI TIPICHE DEL CIRCUITO A 23" 110°

Giogo di deflessione 110°	R = 40 ohm L = 92 mH
Tensione di alimentazione	V_{al} = 22 V_{cc}
Corrente media assorbita	I_a = 95 mA
Corrente massima di deflessione picco-picco	I_{pp} = 560 mA
Spostamento del valore medio di corrente	$\Delta I\ m\% \simeq 8\%$
Temperatura massima di funzionamento (sul transistor Q_7 occorre aletta di dissipazione)	T_a = 60°C

di F. Visintin e F. Falcini

Tubi da ripresa a monossido di piombo

A. - STRUTTURA

A.1. - GENERALITÀ SUI TUBI FOTORESISTIVI

I tubi da ripresa basati sul principio fisico della fotoresistenza possono dividersi in due classi: i vidicon ed i tubi a PbO (monossido di piombo).
Il tubo a monossido di piombo, presentato per la prima volta dalla Philips con il nome commerciale di « Plumbicon », riunisce alcune delle più rilevanti prerogative dei tubi da ripresa attualmente in uso e si presenta come interessante alternativa al vidicon ed all'image-orthicon quando particolari limitazioni siano di ostacolo al loro impiego.
Le prestazioni del tubo a PbO possono condensarsi nei seguenti punti:
— ridotte dimensioni di ingombro: di poco maggiori di quelle del vidicon, permettono la costruzione di telecamere di facile manovrabilità sia per dimensioni, sia per peso.
— buona sensibilità = mediamente compresa fra quella dell'image-orthicon e del vidicon
— buon potere risolutivo = paragonabile a quello di un image-orthicon da 3''
— bassissima corrente di oscurità: quasi trascurabile rispetto a quella del vidicon
— trascurabile persistenza d'immagine = molto inferiore di quella del vidicon e alquanto indipendente dalla quantità della luce incidente sul tubo
— vita media = dello stesso ordine di grandezza di quella degli altri tubi da ripresa
— risposta cromatica = a differenza degli altri tipi di tubo, possono essere costruiti tubi a PbO con risposta massima in corrispondenza alla lunghezza d'onda più opportuna. Ne deriva perciò una notevole convenienza di impiego nelle telecamere a colori.

Come aspetto costruzione e funzionamento il tubo a PbO non si discosta molto dal vidicon, differendo da questo solo per la natura dello strato fotosensibile. Prima di procedere oltre nell'esame di tale tubo, sarà perciò opportuno riepilogare la generalità di struttura e funzionamento del vidicon. Sarà in tal modo possibile, in un secondo tempo, esaminare le analogie e le differenze fra i due tipi di tubo.

Come mostrato nella Fig. 1, nel vidicon un fascetto di elettroni a bassa velocità (beam) esplora una superficie (target) realizzata mediante uno strato fotoconduttore sul quale viene focalizzata otticamente l'immagine della scena da riprendere. Lo strato fotoconduttore è deposto sulla parte frontale del tubo da ripresa la quale è costituita da una lastra in vetro a facce parallele lavorate con la tecnica ottica consueta delle lenti.

Fra lo strato fotoconduttore ed il supporto in vetro è interposto uno strato metallico trasparente che ha la funzione di raccogliere gli elettroni costituenti la corrente di segnale (da cui il nome di «elettrodo di segnale»); ad esso viene applicato un potenziale, positivo rispetto al catodo, di valore compreso fra 20 e 60 volt. Il beam deposita sulla faccia dello strato fotoconduttore sottoposta all'esplorazione una certa quantità di elettroni che la portano allo stesso potenziale del catodo. In tale modo fra le due facce dello strato fotoconduttore si stabilisce una differenza di potenziale e quindi una circolazione di corrente. Quando il target è in oscurità tale corrente è molto debole presentando valori dell'ordine delle decine di nA. Quando invece sul target viene focalizzata una scena illuminata la conduttività di questo viene incrementata nelle zone a maggiore luminosità, permettendo agli elettroni deposti dal beam di scorrere attraverso lo spessore del fotoconduttore. Gli elettroni che in tale modo hanno abbandonato la faccia interna del target lasciano su di questa una disposizione di cariche positive distribuite in modo da riprodurre elettricamente l'immagine ottica. Nelle aree maggiormente illuminate, in considerazione anche della elevata resistenza trasversale, fra una esplorazione e la successiva, la superficie analizzata sale a potenziali maggiori di quello del catodo, con una escursione di uno-due volt. Il beam deposita

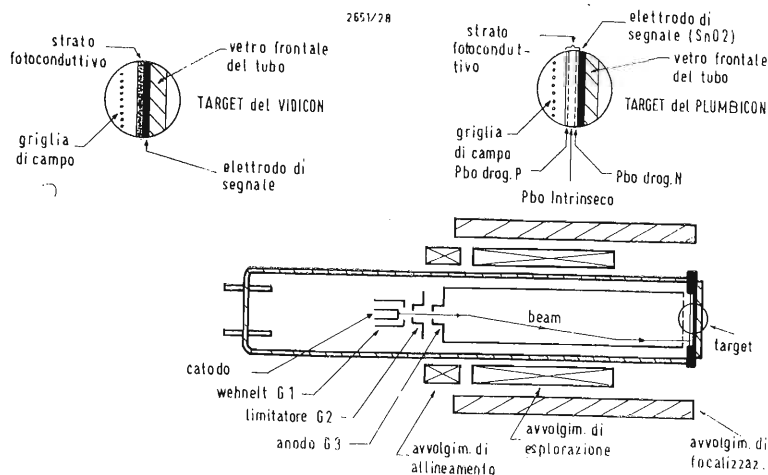



Fig. 1 - Tubi da ripresa fotoresistivi.

sul target un numero di elettroni sufficiente a neutralizzare le cariche accumulate; questi elettroni costituiscono, nel loro fluire attraverso il target e l'elettrodo di segnale, l'informazione video.

Poichè il target utilizza tutta la luce incidente fra due analisi successive, il vidicon è da considerarsi un vero e proprio tubo ad accumulazione. Il ciclo carica-scarica è simile a quello dell'image-orthicon, con la differenza che per il vidicon le cariche positive derivano da una conduzione attraverso il target anzichè da un fenomeno di fotoemissione. Poichè il principio di funzionamento del vidicon richiede che la resistività dello strato fotoconduttore sia tanto elevata da rendere la sua costante di tempo (anche alle più elevate illuminazioni) maggiore dell'intervallo fra due analisi successive, è necessario mantenere il valore della sua resistività in condizioni di oscurità intorno a 10^{12} ohm/cm. Materiali diversi sono stati impiegati per la realizzazione dello strato sensibile: selenio e suoi sali, alcuni ossidi e solfuri.

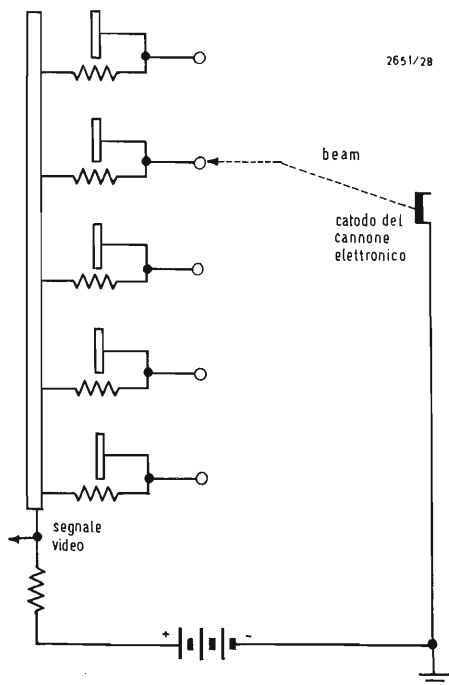
Attualmente si è generalizzato l'impiego del trisolfuro di arsenico (As_2S_3) e del trisolfuro di antimonio (Sb_2S_3) sia per la loro buona sensibilità, sia per la loro risposta cromatica, molto simile a quella dell'occhio.

La maggiore limitazione nell'uso del vidicon per riprese televisive professionali risiede nella elevata persistenza dell'immagine ai più bassi valori di illuminazione. La causa della persistenza può essere illustrata con le seguenti considerazioni (vedi Fig. 2).

Il target di un vidicon può essere schematizzato in un numero infinito di aree elementari, ciascuna caratterizzata da una capacità (invariabile) e da una resistenza (il cui valore dipende dalla intensità luminosa in quell'elemento di immagine) posta in parallelo alla precedente. Ne risulta allora che ogni elemento del target può immagazzinare l'informazione comportandosi come un elemento *RC* in cui la costante di tempo è funzione dell'illuminazione. Ai più bassi livelli di luce la resistenza può raggiungere valori così elevati che la capacità può non essere completamente scaricata dal beam in una sola esplorazione. Ne consegue che, mentre si sta formando l'immagine di un quadro, possono essere rimaste immagazzinate capacitivamente nel target vestigia dell'immagine del quadro precedente. Queste, quando ciascun quadro si differenzia dal precedente e dal seguente, si traducono in fastidiose code sull'immagine. È da rilevare che, per ovviare a tale fenomeno, non sarebbe conveniente ridurre la resistività media dello strato poichè così facendo si ridurrebbe anche la resistività trasversale compromettendo il potere risolutivo del tubo specie agli alti livelli di illuminazione.

Fig. 2.

A.2. - TUBI CON STRATO SENSIBILE IN PbO

Come già accennato, il tubo a monossido di piombo (PbO) differisce dal vidicon per la natura dello strato fotosensibile impiegato, costituito appunto da monossido di piombo. Ad un esame sommario le differenze fra i due tipi di tubo sembrerebbero trascurabili, comunque non maggiori di quelle che possono intercorrere fra due vidicon con traget diverso. Un esame più approfondito rivela in realtà differenze profonde. Innanzi tutto lo strato di PbO non è da considerarsi come un tutto omogeneo, ma piuttosto come un assieme di tre sottostrati, ciascuno caratterizzato da un tipo di conduzione (vedi Fig. 1):

— lo strato mediano è formato da PbO quasi puro e costituisce perciò un semiconduttore intrinseco (cioè non drogato).

— lo strato dalla parte del catodo, quello cioè analizzato direttamente dal beam, è costituito da PbO drogato in modo da comportarsi come semiconduttore di tipo *P*.

— lo strato adiacente all'elettrodo di segnale è ricavato per drogatura da una parte dello spessore di questo (costituito da biossido di stagno SnO_2) e costituisce un semiconduttore di tipo *N*.

I due sottostrati di tipo *N* e *P* sono notevolmente sottili cosicchè lo strato interno di tipo I (intrinseco) occupa praticamente tutto lo spessore dello strato fotosensibile. Osservato al microscopio elettronico, lo strato di PbO presenta un aspetto poroso, essendo costituito da cristalli delle dimensioni di circa un micron. Il fattore di riempimento, cioè la percentuale di pieni e vuoti nella struttura cristallina, è di circa il 40%. Poichè le righe di analisi sul target distano di circa 20 micron, dai dati prima menzionati si deduce che i cristalli di PbO presentano per ogni elemento d'immagine un addensamento sufficiente a fornire una buona risoluzione. Lo spessore dello strato fotoconduttore varia a seconda del tipo di tubo fra 10 e 20 micron.

Per effetto della struttura composita dello strato sensibile, il tubo a PbO presenta nei confronti del vidicon numerosi vantaggi condensabili nei seguenti punti:

— basso rapporto segnale-disturbo = giustificato dalla bassissima corrente di oscurità (dell'ordine dei nanoampere) conseguente alla possibilità di considerare lo strato fotoconduttore come un diodo polarizzato inversamente. In tal modo la corrente di oscurità è solo costituita dalla debole corrente inversa del diodo *P-I-N*.

— buona sensibilità = giustificata dalla presenza fra gli strati *P* ed *N* dello strato I. Perchè i portatori di cariche liberati dall'energia luminosa incidente possano essere convogliati attraverso il target per raggiungere l'elettrodo di segnale e costituire la corrente del segnale video, debbono trovarsi immersi in un campo elettrico sufficientemente intenso. Se il target fosse costituito semplicemente da una giunzione *P-N*, il campo elettrico detto avrebbe l'intensità voluta solo nelle zone immediatamente vicine alla giunzione e quindi solo pochi portatori si troverebbero in condizioni energetiche sufficienti ad un loro prelievo dall'elettrodo del segnale. Deriverebbe da ciò una corrente di segnale troppo bassa. Lo strato I, trovandosi compreso fra gli altri due strati *P* ed *N* e costituendo la quasi totalità dello spessore del target, mette a disposizione della corrente di segnale tutti i portatori liberati al suo interno.

Per quanto riguarda le altre principali caratteristiche (risposta spettrale, vita media, velocità di risposta) le prestazioni del tubo a PbO dipendono dalla scelta di vari parametri costruttivi quali lo spessore, la natura ed il grado di drogatura dei vari strati del target.

A.3. - FUNZIONAMENTO DEL TARGET

Il funzionamento del target dei tubi a fotoconduzione è basato sull'effetto fotoelettrico interno. Sotto il nome di « effetti fotoelettrici » sono compresi tutti quei fenomeni che, traendo origine dall'eccitazione atomica provocata da radiazioni elettromagnetiche esterne, determinano la liberazione di elettroni. In altre parole, tali effetti si verificano per trasformazione dei fotoni costituenti la radiazione in energia cinetica e potenziale di elettroni del materiale fotosensibile. La liberazione degli elettroni è specificata dal « grado di liberazione » in base al quale si definiscono due tipi di effetti fotoelettrici: quelli esterni e quelli interni a seconda che gli elettroni rispettivamente vengano estratti o rimangano nel materiale.

Pertanto nell'effetto di fotoconduzione alcuni elettroni del materiale fotosensibile, liberati per l'azione di radiazioni elettromagnetiche esterne (ad esempio luminose) dagli atomi costituenti il materiale, vagano all'interno di questo non essendo più vincolati all'attrazione atomica. Questi elettroni modificano con la loro presenza le caratteristiche elettriche del materiale che li ospita; in particolare ne alterano la conduttività in ragione proporzionale alla quantità di radiazione che lo investe.

I materiali che presentano il fenomeno di fotoconduzione con particolare evidenza sono i semiconduttori(*).

Per la realizzazione del target dei tubi a fotoconduzione sono stati ovviamente scelti quei semiconduttori caratterizzati da una adeguata risposta nel campo delle radiazioni visibili, quali i solfuri di arsenico (As_2S_3) e di antimonio (Sb_2S_3). La legge di variazione della conduttività di tali materiali con l'illuminamento del target non presenta valori nulli in condizioni di oscurità. Si forma in tal modo attraverso il materiale una « corrente di oscurità » che, non contenendo alcuna informazione televisiva, essendo di natura granulare (**) e variando al variare della temperatura, rappresenta nei confronti del segnale video una componente spuria. Corrente di oscurità, persistenza d'immagine e scarsa sensibilità costituiscono i principali inconvenienti del vidicon. Per ovviare ad essi sono state proposte varie soluzioni la

(*) Si ricorda che vengono definiti come « semiconduttori » quei materiali che non possono essere classificati nè fra i buoni conduttori nè fra i buoni isolanti.

(**) Il processo di liberazione degli elettroni è regolato dal caso, cioè il numero di elettroni emessi in un dato intervallo di tempo differisce dal valor medio degli elettroni emessi in un insieme di intervalli diversi di eguale durata. Ne consegue che la corrente elettronica risultante da tale liberazione è soggetta a fluttuazioni statistiche ed assume quindi un aspetto « granulare ».

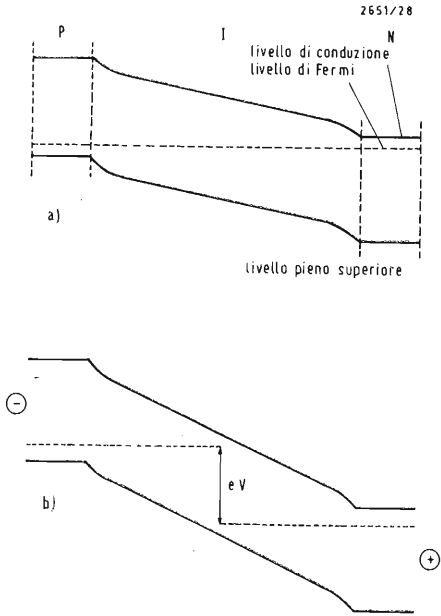



Fig. 3.

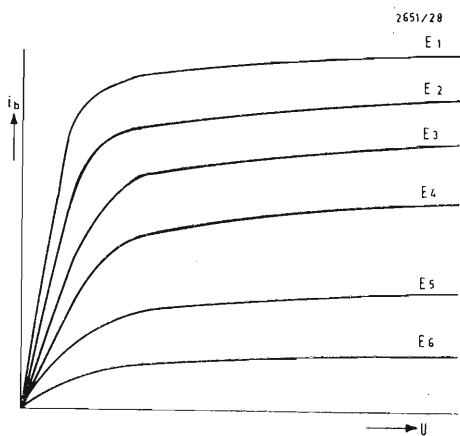



Fig. 4.

più semplice delle quali consisterebbe nel realizzare il target secondo la struttura di un diodo *P-N*. Questo presenta rispetto ad un target tradizionale (costituito da un semiconduttore intrinseco) una maggiore sensibilità e può contrastare la corrente di oscurità mediante l'azione della barriera di potenziale se il diodo è polarizzato inversamente. In tal modo però la zona di generazione dei portatori (elettroni e lacune) è ristretta nell'intorno della giunzione. Per estendere la larghezza di questa zona e disporre così di una adeguata generazione di portatori, si è pensato di interporre fra i due strati *P* ed *N* uno strato I di semiconduttore intrinseco. Quest'ultimo, che costituisce la maggioranza dello spessore del target, è responsabile della generazione dei portatori mentre gli altri due strati, costituendo un diodo *P-N*, provvedono a limitare l'entità della corrente di oscurità, aumentando nel contempo la sensibilità del target.
Inoltre, un'accurata scelta dello spessore di quest'ultimo permette di eliminare l'informazione su di esso registrata entro la durata di un semiquadro televisivo ed in definitiva di ridurre a livelli trascurabili la persistenza d'immagine.
Sui princìpi ora esposti è basato il target dei tubi a PbO. Per realizzare la polarizzazione inversa del diodo *P-I-N* detto, gli strati costituenti il target sono disposti nel seguente modo: lo strato di PbO drogato *P* si trova dalla parte del cannone elettronico, segue poi lo strato di PbO intrinseco, per ultimo si trova lo strato di PbO drogato *N* aderente all'elettrodo di segnale (formato dS anO_2 a conduttività tipicamente N.).
Riferendo i loro valori di tensione a quello del catodo del cannone elettronico, lo strato *N* si trova al potenziale V_u a cui viene polarizzato l'elettrodo di segnale (generalmente $V_u = 40$ volt), lo strato *P* invece si trova ad un potenziale *V* variabile entro un campo di valori compresi fra 0 e qualche volt per effetto del bilancio elettronico che in esso si verifica (*). In definitiva il target è sottoposto ad una differenza di potenziale:

$$U = V_u - V$$

che, oltre a costituire una polarizzazione inversa per il diodo *P-I-N-*, guida i portatori negativi dalla superficie libera all'elettrodo di segnale dando luogo alla « corrente di segnale » I_s.
L'effetto della polarizzazione inversa nei riguardi della situazione energetica dei portatori è rappresentato in Fig. 3*a* nel caso di assenza di polarizzazione, in Fig. 3*b* in presenza di polarizzazione inversa.
La corrente di segnale, per quanto già detto in nota, deve risultare dal bilancio fra più correnti. Per ogni elemento d'immagine del target, in condizioni di funzionamento a regime, devono risultare eguali le due correnti:
— corrente fotoelettrica i_b costituita dai soli elettroni liberati in un elemento d'immagine dello strato *I* e trasportato sull'elettrodo di segnale per effetto della d.d.p.U.
In Fig. 4 è rappresentata la legge di variazione (i_b, *U*) per vari valori dell'illuminamento *E*;
— corrente netta i_a: costituita dagli elettroni risultanti dal bilancio fra quelli depositati dal fascetto esplorante sulla superficie libera e quelli da questa fuoriusciti per emissione secondaria. Tale bilancio è naturalmente funzione della tensione *V* della superficie libera.

(*) Il bilancio elettronico dello strato *P* è determinato dai seguenti fenomeni.
— l'effetto fotoelettrico libera una quantità di portatori negativi proporzionale all'illuminamento. Questi, spostandosi verso l'elettrodo di segnale lasciano sulla superficie abbandonata (e perciò detta « superficie libera ») una situazione potenziale positiva.
— gli elettroni del fascetto esplorante reintegrano sulla superficie libera le cariche negative da essa perdute.
Questi elettroni giungono in prossimità della superficie libera molto rallentati per cui, se su di essa si trovano cariche positive, atterrano neutralizzandole, altrimenti tornano indietro disperdendosi. Poichè tale reintegro viene effettuato ad intervalli di tempo discreti, l'eguaglianza fra le due cariche fotoelettrica e di fascetto è valida solo considerando uno od un numero intero di semiquadri.
— dalla superficie libera fuoriescono, per emissione secondaria provocata dal bombardamento del fascetto, altri elettroni che vanno dunque sottratti dal bilancio totale.

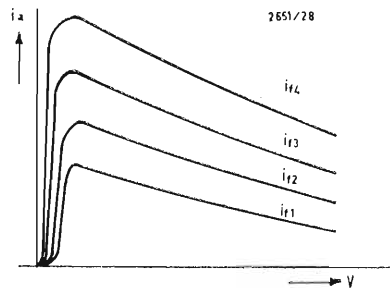



Fig. 5.

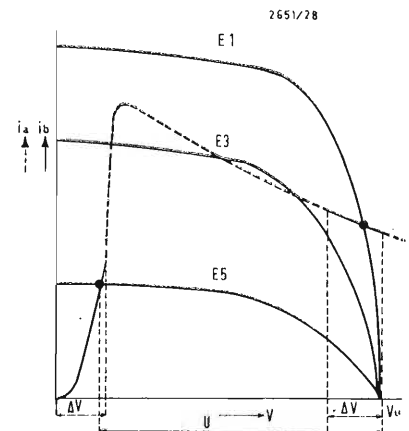



Fig. 6.

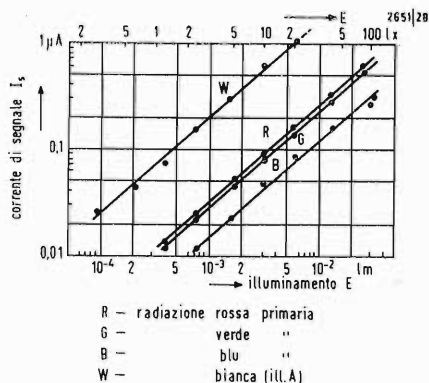



Fig. 7 - R = radiazione rossa primaria; G = radiazione verde primaria; B = radiazione blu primaria; W = radiazione bianca (ill. a).

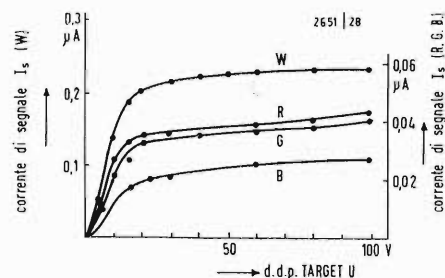



Fig. 8.

In Fig. 5 è rappresentata la legge di variazione (i_a, V) per vari valori della corrente di fascetto i_f. Queste curve presentano, da un certo valore della tensione V, una progressiva diminuzione della i_a per effetto dell'emissione secondaria.

Per conoscere le condizioni in cui si verifica l'equilibrio $i_a = i_b$ è opportuno sovrapporre in uno stesso grafico (vedi Fig. 6) gli andamenti delle due correnti i_a e i_b (*).

Le intersezioni fra le curve di i_a e i_b rappresentano dunque i punti di regolazione del tubo per i quali la corrente fotoelettrica è in situazione di equilibrio. Tali intersezioni si verificano sia nella parte ascendente, sia in quella discendente delle curve di i_a. Nel primo caso, la superficie libera ha una tensione V prossima al valore massimo; nel secondo caso, tale tensione è prossima a quella V_u dell'elettrodo di segnale e quindi la U è molto piccola. Questo secondo caso è ovviamente il più sfavorevole ai fini di un buon scorrimento della corrente di segnale attraverso il target, presentandosi quindi dei fenomeni di inerzia; inoltre il valore di equilibrio della corrente non varia di molto al variare dell'illuminamento. Sarà perciò più conveniente far lavorare il target nel tratto ascendente della i_a, adottando inoltre valori elevati per la corrente di fascetto (compatibilmente al suo potere di risoluzione) per garantire un funzionamento stabile del tubo anche agli illuminamenti più intensi.

Per disporre di un sufficiente margine di sicurezza è opportuno portare il valore di tale corrente ad un valore doppio di quello che sarebbe necessario per i bianchi della scena.

B. - PRESTAZIONI

B.1. - SENSIBILITÀ - CARATTERISTICA DI TRASFERIMENTO

La sensibilità di un tubo a PbO è espressa dal rapporto fra la corrente di segnale I_s, che attraversa il target e l'illuminamento E di quest'ultimo. La corrente di segnale è a sua volta funzione dei seguenti parametri:

— illuminamento E del target
— natura della radiazione incidente
— d.d.p. U ai capi dello strato I
— spessore dello strato I
— natura degli strati del target.

a) illuminamento E: in Fig. 7 sono rappresentati gli andamenti (I_s, E) per radiazioni di varia cromaticità (bianca, primarie rossa, verde e blu). Si nota che la pendenza di tali curve è costante ai vari livelli di illuminamento ed ha un valore circa unitario.

b) natura della radiazione: questo aspetto viene considerato nel paragrafo che segue (B.2. RISPOSTA SPETTRALE).

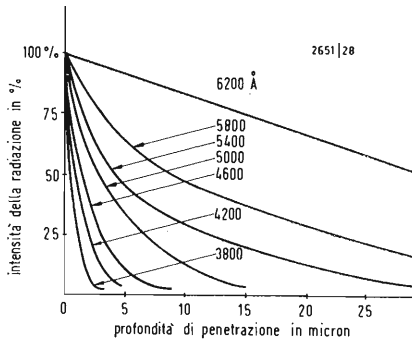
c) d.d.p.U: in Fig. 8 sono rappresentati gli andamenti (I_s, U) per radiazioni di varia cromaticità.

Si nota che, oltre un certo valore limite di U (tensione di saturazione di target, pari a circa 50 volt), la corrente di segnale raggiunge per ogni tipo di radiazione il valore di saturazione.

Ciò accade poichè i portatori impiegano per attraversare il target un tempo (« tempo di transito») inferiore alla loro vita media (**). Il tempo di transito dipende a sua volta dal valore e dall'andamento della tensione U ai capi dello strato I.

(*) Per realizzare tale sovrapposizione, poichè per $V = V_u$ vale $U = O$ e per $V = O$ vale $U = V_u$, l'asse delle ascisse U va riportato invertito su quello delle V. Per riprodurre le condizioni operative sono stati riportati più andamenti di i_b ed uno solo di i_a.
Infatti mentre l'illuminamento E del target può assumere valori diversi per i vari elementi della scena e per varie scene riprese, la corrente del fascetto i_f rimane la stessa a meno che non la si vari intenzionalmente.
Pertanto, mentre la corrente i_f rimane la stessa, quella fotoelettrica i_b varia da elemento a elemento e, chiamando con N il numero di elementi d'immagine del target, in un intero quadro di analisi ammonta mediamente a Ni_b.
Tale è il parametro riportato sulle ordinate di Fig. 6 per riferirsi al bilancio globale di un quadro televisivo.

(**) La vita di un portatore termina quando questo, dopo essere stato liberato ed aver incominciato a spostarsi nel materiale si ricombina con cariche di polarità opposta. L'evenienza di tale ricombinazione è legata a considerazioni probabilistiche ed aumenta all'aumentare del tempo di transito.

Fig. 9 - O_I O_{II} = image-orthicon 3''; O_{III} = image-orthicon 4½''; V_I V_{II} = vidicon; P = tubo a PbO Plumbicon; x = punti di lavoro ottimali.

d) spessore e natura degli strati del target: questi aspetti, avendo una particolare attinenza con la risposta cromatica, sono trattati nel paragrafo che segue.
L'andamento della corrente di segnale I_s fornita dal tubo da ripresa in funzione del flusso luminoso Φ (o dell'illuminamento E o di altra grandezza fotometrica interessante la quantità di luce incidente sul tubo) prende il nome di « *caratteristica di trasferimento* ». Sarà interessante confrontare tale caratteristica per i vari tubi da ripresa (vedi Fig. 9).
Per effettuare tale confronto fra tubi con superficie sensibile di differente area è opportuno riportare in ascissa il flusso luminoso incidente sul tubo.
Si ricorda infatti che il flusso luminoso rappresenta la quantità di luce che investe l'intera superficie sensibile del tubo nell'unità di tempo.
Il paragone fra la sensibilità dei vari tubi da ripresa va però effettuato con alcune cautele. Sulle varie caratteristiche va scelto, come indicato in figura, il punto ottimale di funzionamento tenendo presenti i valori di segnale più opportuni per un buon rapporto segnale-disturbo.

Quest'ultimo, per il quale si rimanda al paragrafo B.4, dipende sia da dispositivi interni al tubo, quali il moltiplicatore elettronico dell'image-orthicon, sia da soluzioni circuitali relative all'amplificazione del segnale fornito dal tubo. Ne consegue che la maggior corrente di segnale prodotta da un image-orthicon per effetto del moltiplicatore, confrontata con quella dei tubi a fotoresistenza, non implica necessariamente una sensibilità proporzionalmente maggiore. Quindi le caratteristiche di Fig. 9, relative a vari tipi di tubi a fotoemissione e fotoresistenza, vanno interpretate alla luce delle precedenti considerazioni per cui, più che l'effettiva corrente di segnale fornita, interessa il campo di flussi luminosi in cui i vari tubi da ripresa sono in grado di lavorare.

Per quanto riguarda i tubi a PbO, per i quali nella figura sono state riportate le caratteristiche del Plumbicon, la loro sensibilità va ritenuta intermedia fra quella dei vidicon e degli image-orthicon. È però opportuno ricordare che recenti soluzioni circuitali hanno permesso la costruzione di telecamere a colori, equipaggiate con Plumbicon di sensibilità superiore a quella di telecamere tradizionali bianco e nero a image-orthicon. La transizione fra l'andamento saliente e quello orizzontale presentata dalle caratteristiche dei tubi a fotoresistenza è dovuta al fatto che, per un certo valore della corrente del fascetto, questo è in grado di stabilizzare, alla tensione di catodo, le varie aree della superficie libera del target fino ad un certo valore della tensione V da queste assunta, cioè fino ad un certo valore del flusso luminoso Φ incidente. Per flussi maggiori sarà necessario, per evitare tale fenomeno di saturazione, aumentare la corrente del fascetto compatibilmente ad una accettabile definizione di immagine.

Qualora, per un insufficiente valore della corrente di fascetto, in un elemento di immagine non venissero neutralizzate tutte le cariche positive, queste costituirebbero un accumulo crescente nel tempo sempre meno compensato dagli elettroni del fascetto.

Inoltre, poichè, per tale fenomeno, la tensione V nell'elemento d'immagine in esame va gradualmente crescendo e quindi va anche crescendo la d.d.p. trasversale nei confronti degli elementi circonvicini, si verificherebbe da questi un afflusso di cariche verso l'elemento considerato. Ciò provocherebbe un addensamento via via crescente ed allargato di cariche positive che gradualmente estenderebbe al-

Fig. 10.

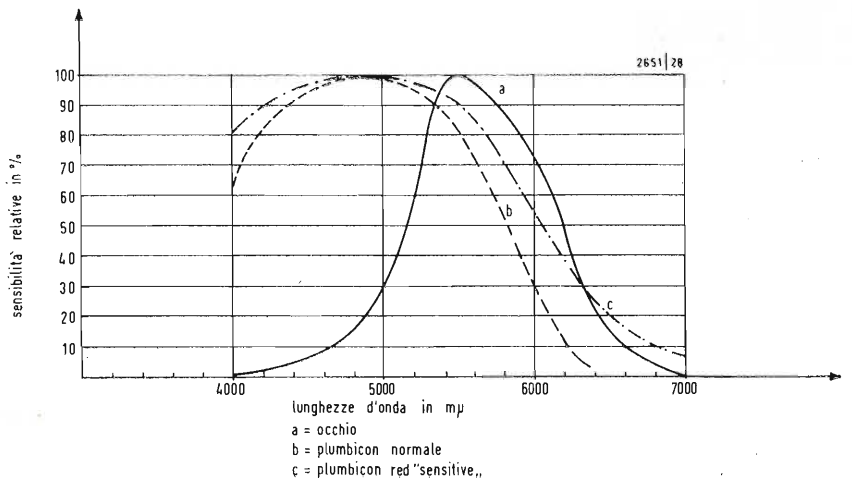



Fig. 11 - *a* = occhio; *b* = Plumbicon normale; *c* = Plumbicon « red sensitive ».

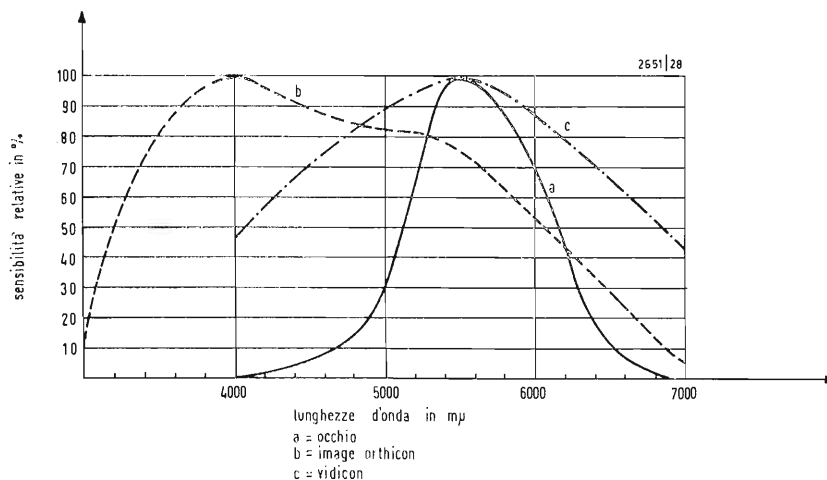



Fig. 12 - *a* = occhio; *b* = image-orthicon; *c* = vidicon.

l'intera immagine le condizioni di instabilità già descritte per l'elemento considerato.

B.2. - RISPOSTA SPETTRALE

Le caratteristiche di risposta spettrale dei tubi a PbO dipendono dai due seguenti parametri:
— spessore del target
— drogatura dello strato intermedio *I* del target.
La generazione dei portatori nello strato intrinseco è funzione della profondità a cui le radiazioni luminose riescono a penetrare.
Lo strato fotosensibile di PbO, grazie alla sua particolare struttura cristallina agisce come un filtro selettivo sulle radiazioni incidenti (vedi Fig. 10), assorbendo quelle di minor lunghezza d'onda(ad esempio quelle blu)in misura molto maggiore di quelle a maggior lunghezza d'onda (ad esempio quelle rosse). Di conseguenza, le radiazioni rosse, dotate di maggior potere di penetrazione, richiedono, per poter essere utilizzate totalmente, strati di spessori più grande di quelle blu, che vengono interamente assorbite già nei primi cinque micron di spessore.
Nei processi tecnologici di formazione del target è inevitabile che si produca una lieve drogatura dello strato intermedio. Questa altera l'andamento del campo elettrico nell'interno dello strato *I*, variando in una certa misura il movimento dei portatori e quindi alterando la risposta spettrale del target.
Agendo sullo spessore del target si possono produrre tubi a PbO caratterizzati da curve di risposta spettrale con massimi in corrispondenza alle lunghezze d'onda più opportune. Ad esempio, per le riprese televisive a colori vengono impiegati (Fig. 11) tubi a PbO con caratteristiche simili a quelli per il bianco-nero per i canali blu e verde e tubi speciali (quali il « red sensitive Plumbicon » della Philips) per il canale del rosso.
In Fig. 12 sono rappresentate le risposte spettrali medie dell'image-orthicon e del Vidicon; dal loro confronto con quelle del tubo a PbO si rilevano i vantaggi presentati dal tipo red sensitive per le telecamere a colori rispetto al tipo convenzionale.

B.3. - POTERE RISOLVENTE

La risoluzione del tubo a PbO ha mediamente l'andamento di Fig. 13 ove in ascissa è stata indicata la definizione di immagine secondo i consueti criteri televisivi (numero di righe, cioè il numero delle coppie di righe bianco-nero che si riuscirebbe a percepire sull'immagine in senso orizzontale entro un tratto di larghezza pari alla altezza dello schermo televisivo) ed in ordinata la profondità di modulazione presentata dalla corrente fotoelettrica alle varie definizioni, riferite in percento a quella presentata alle definizioni minori. (*)
Il potere risolvente è funzione di quattro parametri:
— l'addensamento dei cristalli di PbO nel target. — In base ai dati forniti al riguardo al paragrafo A.2 si deduce che tale addensamento è sufficiente a fornire una buona risoluzione
— la diffusione della luce nello spessore dello strato fotosensibile. — L'effetto di diffusione è massimo per quelle radiazioni, quali le rosse, caratterizzate da un maggior potere di penetrazione. Questo fenomeno costringe a mantenere il target quan-

(*) La profondità di modulazione è dunque espressa dal rapporto a/b fra l'ampiezza picco a picco presentata dalla corrente fotoelettrica per transienti bianco-nero ad alta frequenza e quella per transienti a bassa frequenza.

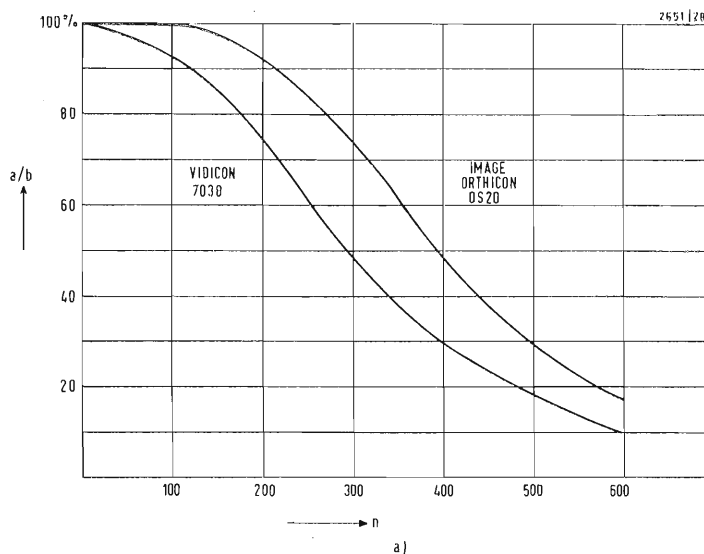



Fig. 13*a*.

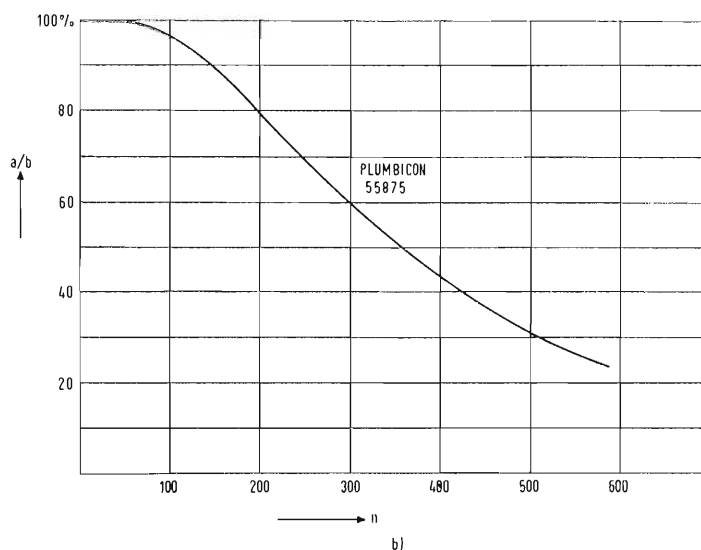



Fig. 13*b*.

to più sottile possibile; ciò comporta però, come detto nel paragrafo precedente, una diminuzione di sensibilità sul rosso, oltre ad un aumento della capacità fra le facce dello strato. Le limitazioni di risoluzione per diffusione debbono quindi essere contemperate con quelle della sensibilità spettrale e della persistenza

— la dimensione trasversale del fascetto elettronico. — Questa viene limitata da una particolare esecuzione del cannone elettronico (che per il tubo a PbO e per il vidicon presenta un sistema multiplo di sagomatori della sezione del fascetto). Per evitare che il fascetto elettronico colpisca il target non ortogonalmente (il che si tradurebbe in una scarsa definizione specialmente ai bordi dell'immagine) il tubo a PbO adotta, come l'image-orthicon, una griglia di campo (vedi Fig. 1). Questa, posta in prossimità del target, ha la funzione di rendere piane le superfici equipotenziali in corrispondenza di quest'ultimo e quindi di indirizzare gli elettroni del fascetto nel senso ortogonale ad esse e quindi al target stesso

— la conduttività trasversale del target. I portatori di carica, che attraversano il target si muovono in effetti non soltanto nella direzione ortogonale ai suoi strati, ma in tutte le direzioni, favoriti in ciò dalla sua conduttività trasversale. Le conseguenze di tale componente trasversale, che provoca uno sparpagliamento dei portatori in una zona più vasta di quella da cui sono partiti e quindi una riduzione della definizione dell'immagine, sono tanto più rilevanti quanto maggiore è lo spessore degli strati componenti il target.

Tale fenomeno varia quindi anche a seconda della profondità a cui riesce a giungere la radiazione eccitante: ad esempio per una radiazione blu, che penetra nel

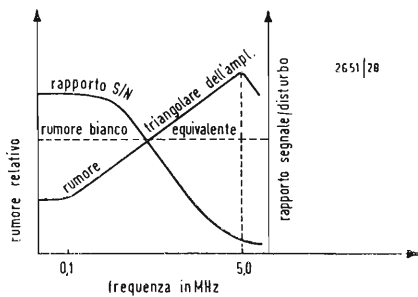



Fig. 14.

target a piccola profondità, si ha una risoluzione superiore che con una radiazione rossa che penetra a profondità maggiori.
La risoluzione del tubo a PbO, simile a quella di un vidicon, ma inferiore a quella di un image-orthicon (vedi Fig. 13), è solo in parte giustificata dai parametri prima descritti. Un'altra causa di tale ridotta prestazione risiede nel fatto che il tubo a PbO, come pure il vidicon, avendo una bassa corrente di uscita presenta una impedenza di uscita alta e pertanto deve essere chiuso su di una resistenza di carico maggiore di quella dell'image-orthicon. Ne consegue che lo stadio di accoppiamento, per le capacità spurie nel suo circuito di ingresso, presenta inevitabilmente una perdita alle alte frequenze e quindi una ridotta risoluzione orizzontale sull'immagine.
Per compensare tale attenuazione è necessario, in tutte le telecamere impieganti tubi a fotoconduzione, introdurre una robusta esaltazione delle alte frequenze (« correttore di apertura »).
Molte apparecchiature, allo scopo di effettuare una compensazione completa dell'immagine che tenga conto sia della perdita di definizione in senso orizzontale, sia in senso verticale, includono un particolare circuito « estrattore di contorni », che verrà descritto più avanti.

B.4. - RAPPORTO SEGNALE-DISTURBO

Il rapporto segnale/disturbo (S/N) di un sistema di ripresa televisiva viene abitualmente espresso (in decibel) come il quoziente fra il valore di picco del segnale video utile S ed il valore efficace del disturbo N. Questo sistema non è in realtà il più adatto per valutare il rapporto S/N nei tubi da ripresa, in quanto non tutti i tipi di tubo sono affetti da disturbi fra di loro confrontabili, come ripartizione, sia fra i vari livelli del segnale video, sia nella banda delle frequenze componenti il disturbo.

a) Ripartizione fra i vari livelli del segnale video—Il disturbo visuale sull'immagine riprodotta avrà, a seconda del tubo da ripresa impiegato, caratteristiche diverse. L'image-orthicon, che ha la massima corrente di uscita in corrispondenza delle zone più oscure dell'immagine, presenta il massimo di rumore durante la trasmissione dei « neri ». Per i tubi a fotoconduzione e per l'image-isocon, che presentano il massimo di corrente sui « bianchi », si riscontrano invece condizioni opposte. In particolare, per i tubi a PbO assume peso notevole l'introduzione di una amplificazione non lineare per la correzione del gamma. Per tener conto della diversa distribuzione del disturbo in funzione del livello del segnale di uscita, Theile e Fix hanno elaborato una espressione del « rumore equivalente » N_{eq}.
Questa è ottenuta come media ponderata del rumore sui bianchi N_w, del rumore sui grigi N_g (al 40% di livello rispetto al picco), e di quello sui neri N_b (al 2% del picco) secondo la seguente espressione:

$$N_{eq} = \frac{N_w + 3N_g + 2N_b}{6}$$

b) Ripartizione spettrale—Lo spettro di rumore per i tubi a fotoconduzione ha un andamento diverso da quello degli altri tubi da ripresa. Nell'image-orthicon, ad esempio, il contributo di disturbo dipende interamente dal tubo stesso ed ha un andamento equienergetico a tutte le frequenze dello spettro (rumore bianco).
Per quanto il tubo a PbO possa essere considerato come privo di rumore intrinseco, bisogna tener conto del disturbo generato nello stadio di ingresso del preamplificatore di accoppiamento in ragione della notevole sensibilità richiesta.
Tale disturbo, che negli amplificatori consueti presenta spettro equienergetico, in quelli per tubi a fotoconduzione assume un andamento triangolare.
Infatti tali tubi presentano, a causa dell'alto valore dell'impedenza di uscita e per la presenza delle capacità parassite, una perdita di livello alle frequenze più alte della banda. Tale perdita deve essere compensata da un opportuno incremento

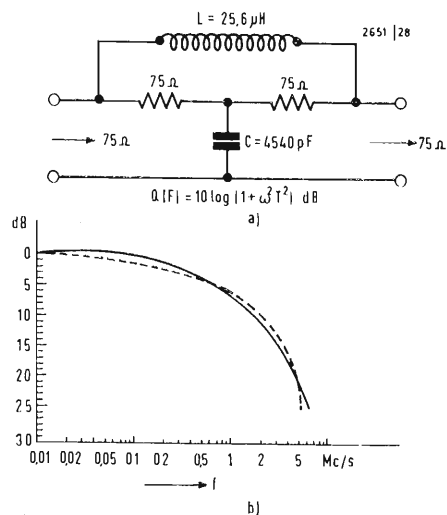



Fig. 15.

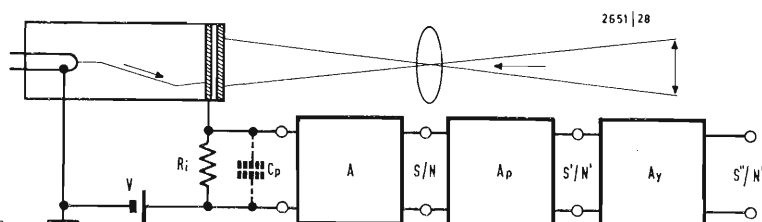



Fig. 16.

di amplificazione alle alte frequenze; di conseguenza il disturbo, che all'atto della sua generazione presenta uno spettro equienergetico, all'uscita della telecamera, in ragione del supplemento di amplificazione fornito nella parte alta della banda, presenta un andamento triangolare, come mostrato in Fig. 14.
È noto che un disturbo ad alta frequenza introduce sull'immagine riprodotta un deterioramento visivo minore di quello di un disturbo della stessa ampiezza, ma di frequenza più bassa.
Pertanto il disturbo visuale sull'immagine fornita da un tubo a fotoconduzione risulta meno visibile di quello presente sull'immagine ricavata da un image-orthicon, che abbia un rumore dello stesso livello, ma distribuito equienergeticamente.
La valutazione tra due rumori di spettro diverso può essere eseguita e con l'ausilio di un « filtro pesatore di rumore » (Fig. 15) il quale tenga conto solo della parte maggiormente significativa dello spettro del disturbo, oppure applicando un fattore di correzione calcolato in funzione della banda utile. Per una larghezza di banda di 5 MHz detto fattore assume il valore di 7 dB, che devono essere detratti dal valore misurato con lo spettro triangolare per ricavare il valore dello spettro equienergetico di eguale effetto visuale. Pertanto, se per un image-orthicon viene accettato come favorevole un rapporto S/N di 40 dB (*), per un tubo a PbO, in ragione del diverso tipo di spettro, sarà considerato egualmente valido un rapporto S/N di 33 dB.
Tale valore va ulteriormente corretto poichè, come già accennato, il tubo a PbO richiede alcuni circuiti i quali, pur portando a sostanziali miglioramenti sull'immagine, conducono tuttavia ad una riduzione del rapporto S/N. Gli elementi circuitali responsabili di tale riduzione sono rappresentati schematicamente in Fig. 16 dove è mostrato lo schema di impiego del tubo operante sulla resistenza di ingresso del preamplificatore A. I correttori di apertura A_p e di gamma $A\mu$ portano ad un incremento di rumore rispettivamente di 2,3 e di 6 dB per cui, desiderando mantenere invariato il rapporto S/N, occorrerà provvedere ad un equivalente incremento del valore del segnale aumentando la quantità di luce incidente e quindi abbassando la sensibilità del tubo.
Da quanto precedentemente esposto si può trarre la conclusione che il rapporto S/N raggiungibile con un tubo a PbO è il risultato di un compromesso con altri parametri significativi quali sensibilità, risoluzione, caratteristica di trasferimento (gamma). Ne deriva per tali tubi una maggior versatilità nei confronti delle varie condizioni di esercizio: mentre il rapporto S/N di un image-orthicon può essere migliorato solo con estrema difficoltà (infatti, anche se disponibile una maggior quantità di luce, il punto di lavoro può essere difficilmente spostato in quanto il ginocchio della caratteristica provoca la scomparsa dei dettagli nelle parti più bianche dell'immagine), nel tubo a PbO il punto di lavoro può essere spostato lungo la caratteristica fino a raggiungere il rapporto S/N desiderato.
Facendo riferimento allo schema di inserzione di Fig. 16, per mantenere all'uscita della telecamera le condizioni ottimali dette, il rapporto S/N all'uscita del preamplificatore dovrà essere elevato da 33 a $(33 + 6 + 2{,}3) \cong 41$ dB. Tale è il valore che verrà assunto come base nel paragrafo C.1 per la determinazione del punto di lavoro.

B.5. - PERSISTENZA DI IMMAGINE

Nel tubo a PbO la persistenza di immagine è funzione di due parametri:
— l'inerzia di scarica del target
— l'inerzia causata alla presenza di trappole nello strato fotoconduttivo.
a) inerzia di scarica — È un fenomeno comune a tutti i tubi a fotoconduzione e dipende essenzialmente dalla costante di tempo di scarica, attraverso la resistenza di conduzione del target, della capacità esistente fra le due facce dello strato sensibile. Il valore di tale costante di tempo dipende da quello della capacità e quindi dalle dimensioni fisiche del target, principalmente dal suo spessore (essendo il diametro una misura normalizzata). Il tubo a PbO presenta, nei confronti del vidicon, una minore costante di tempo per la minore resistenza equivalente di conduzione. Si è quindi in grado di scegliere il valore più adatto per la capacità come giusto compromesso fra la persistenza ed il limite di escursione del potenziale dello strato (**); per tali ragioni si è adottato un valore statico (in genere di 1,5 nF) compreso fra 1 e 2 nanofarad. Il valore dinamico risulta tuttavia diverso in quanto, almeno ai bassi valori della d.d.p.U, nello strato intrinseco intermedio si vengono a stabilire due regioni di concentrazione di cariche ciascuna delle quali può essere considerata come elettricamente connessa allo strato contiguo. Al crescere di U lo spessore di queste regioni tende a diminuire cosicchè la distanza fra le « armature » del condensatore aumenta e la capacità del target diminuisce. Nel campo di funzionamento lineare l'inerzia di scarica risulta indipendente dalla corrente del fascetto e inversamente proporzionale all'ampiezza delle transizioni fra i valori di illuminamento considerati, risultando quindi minima per le transizioni bianco/nero e maggiore per quelle grigio/nero.
b) inerzia da trappole — Vengono chiamate « trappole » le zone nell'interno di un fotoconduttore nelle quali la concentrazione elettronica d_t è più forte di quella presente nella banda di conduzione d_b. La presenza di trappole non ha in genere

(*) Si ricorda che per un image-orthicon il rumore, misurato senza filtraggio, si aggira sui 34-36 dB per i tubi da 3″ e sui 37-39 dB per i tubi da 4 ½″ a seconda del punto di lavoro e del grado di invecchiamento del tubo.

(**) Se la capacità ha un valore troppo piccolo, durante l'intervallo fra due esplorazioni successive, essa può caricarsi ad un valore di tensione così alto che durante l'analisi il fascetto viene trattenuto dagli elementi di immagine maggiormente illuminati per un tempo maggiore di quello che dovrebbe essere impiegato per la loro analisi. Ne consegue sul segnale di uscita una distorsione assimilabile a quella causata da una perdita di potere risolvente.

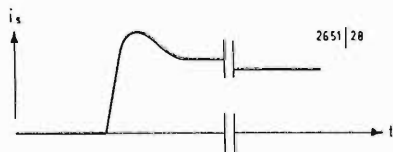



Fig. 17.

alcuna influenza sulla concentrazione elettronica (considerata in un'area corrispondente ad un elemento di immagine e dipendente da una determinata condizione di illuminamento), ma può influenzare la velocità con cui si stabilisce una nuova condizione in conseguenza di mutate condizioni di illuminamento.
Infatti in corrispondenza di un aumento di illuminazione il valore d_b cresce, ma dovendo restare costante il rapporto d_t/d_b, ne consegue che aumenterà in valore assoluto il numero di cariche catturate dalle trappole. Quindi un grande numero di portatori di carica liberati nell'istante di transizione viene utilizzato a questo scopo per cui la concentrazione d_b raggiunge il suo valore solo dopo un tempo finito.
Essendo il rapporto d_t/d_b proporzionale alla concentrazione delle trappole il ritardo introdotto risulterà proporzionale al numero delle trappole esistenti nel semiconduttore.
Un ragionamento analogo è valido per l'istante in cui si manifesta una transizione inversa. In questo caso un grande numero di trappole « piene » deve liberarsi dei portatori di carica accumulati con conseguente ritardo della comparsa del nuovo valore nella corrente di uscita.
Poichè, a parità di intensità di corrente, d_b è inversamente proporzionale ad U, anche questo tipo di inerzia sarà inversamente proporzionale al valore della d.d.p. applicata.
Tutte queste considerazioni portano a consigliare l'impiego del tubo con una corrente di fascetto tanto intensa quanto consentito dalle esigenze di risoluzione e con una d.d.p. tanto alta quanto consentito dalle caratteristiche del target. Con quest'ultimo accorgimento viene anche evitato un particolare tipo di distorsione detta « da affaticamento » la quale si manifesta solo ai bassi valori di U.
In queste condizioni la cattura dei portatori da parte delle trappole può modificare tanto profondamente l'incurvamento delle bande nello strato intrinseco da influenzare il comportamento del tubo.
L'affaticamento, che si manifesta come una diminuzione lenta del segnale dopo una rapida transizione, dipende dalla cattura dei portatori di carica da parte delle trappole esistenti nella regione con campo elettrico minimo o nullo (v. Fig. 17).
Per un tubo correttamente regolato, la persistenza sulle luci è attualmente dell'ordine del $3 \div 5\%$ all'analisi del terzo semiquadro successivo alla transizione. Sui « neri » la persistenza assume valori maggiori (circa il 15% a 60 msec) ma, essendo il livello del segnale residuo molto basso se considerato in senso assoluto, la persistenza sui neri risulta scarsamente visibile.

B.6. - INVECCHIAMENTO DEL TUBO

La variazione nel tempo delle prestazioni di un tubo a PbO è da imputarsi essenzialmente a modificazioni strutturali e chimiche dello strato sensibile come conseguenza della diffusione o della perdita di atomi di ossigeno.
Le variazioni interessano principalmente la prima e l'ultima parte della vita del tubo.
Durante le prime ore di funzionamento, in cui il tubo viene gradualmente ad assumere le caratteristiche che gli sono tipiche, l'invecchiamento viene eseguito presso il costruttore ed esula, quindi, dalle finalità di queste note.
Durante l'ultima parte della vita del tubo si verificano invece particolari effetti di inerzia come conseguenza di una avvenuta modifica nell'andamento delle bande di energia. La persistenza di immagine che così si manifesta risulta, al contrario del consueto, direttamente proporzionale alla d.d.p.U applicata ed è conseguenza di una insufficiente interdizione da parte dello strato P.
In tale caso l'altezza della barriera viene diminuita al punto che essa non si oppone più al passaggio della corrente.
È soprattutto visibile nelle transizioni da bianco a nero, dopo le quali si forma una specie di « corrente stimolata di oscurità » che appare sull'immagine con un effetto di stampatura.
L'apparizione di tale fenomeno risulta generalmente inaccettabile ed indica che il tubo è arrivato alla fine della sua vita utile.
Qualora il tubo rimanga inattivo per lunghi periodi di tempo (una settimana e più) si possono verificare nello strato fotosensibile delle variazioni chimiche. Il fenomeno è però reversibile, e le condizioni operative possono essere facilmente ripristinate saturando di elettroni la superficie del target. Per ottenere ciò è sufficiente mantenere operante il tubo per circa un'ora con corrente normale e con il fotocatodo uniformemente illuminato (ciò può essere ottenuto semplicemente inquadrando fuori fuoco una superficie chiara). Durante questa operazione è opportuno allargare l'area della scansione in modo che questa copra in eccesso tutta la superficie del target. Grazie a questo procedimento si evita il pericolo di bruciature dello strato sensibile in corrispondenza di livelli di luce particolarmente alti in alcuni elementi di immagine. *(continua)*

Gli autori ringraziano la Philips per le notizie gentilmente concesse.

Lo sviluppo dei componenti ed i traguardi dell'elettronica al VII Salone Internazionale di Milano

La rivoluzione tecnologica dei componenti attivi e passivi è appena ai suoi inizi: gran parte delle funzioni dei quattro elementi base dell'elettronica possono essere ora integrate in un solo componente, di pochi millimetri quadrati, grazie a due tecnologie. Quella bipolare, che permette di integrare fino a un centinaio di componenti su una superficie di pochi millimetri quadrati; e quella MOS (Metal-Oxide-Silicon), sviluppata più di recente, che consente il raggruppamento di migliaia di componenti in un unico dispositivo di 4-5 millimetri quadrati. La tecnologia dell'avvenire, cioè a larga integrazione, si chiama quindi MOS e polarizza l'attenzione dei tecnici e ricercatori delle più grandi industrie mondiali del settore. Un circuito che contenga le funzioni di altri mille transistori è infatti di per sè non più un componente, ma un «sottosistema»; è, in altre parole, un vero e proprio elaboratore elettronico con mille fantastiche possibilità. Da questo punto di vista fantascientifico, dispositivi di questo genere date le loro dimensioni, potrebbero un giorno addirittura essere inseriti nel cervello umano per dare a ciascun uomo una memoria da Pico della Mirandola. Restando comunque con i piedi per terra e guardando ad esempio i dispositivi presentati al Salone Internazionale dei Componenti di Milano della General Instrument Europe, che è una delle industrie più avanzate in campo mondiale, nel settore dei MOS, già si può avere un'idea delle profonde trasformazioni che presto subiranno molti strumenti di uso comune. Tra i prodotti di questa Società figurano dispositivi per calcolatrici elettroniche da tavolo che hanno reso il funzionamento di questi apparecchi assolutamente silenzioso ed estremamente più rapido. In questo settore si giungerà inoltre molto presto alla realizzazione di vere e proprie calcolatrici elettroniche tascabili che i tecnici potranno portare sempre con sè e usare come un comune « regolo » manuale.

In un campo totalmente diverso, quello degli elettrodomestici, è stato progettato un sistema elettronico di controllo dei programmi di lavaggio. Nel campo delle automobili si prospettano infine mille possibilità applicative che consentono di migliorare il funzionamento di strumenti e parti meccaniche già esistenti o di creare nuovi accessori. Su alcuni tipi di automobili è già stato montato un sistema di accensione elettronica che facilita le partenze a freddo. Meno noto, ma già realizzato, è un altro sistema per il controllo della carburazione che limita il consumo della benzina e quasi annulla i gas di scarico, che hanno tanta parte nell'inquinamento dell'aria delle città. Egualmente interessante è il sistema di controllo elettronico della frenata, già in funzione da tempo sui grandi aerei di linea, e che è già stato adottato da alcune vetture americane.

Sino ad ora una remora all'utilizzazione su vasta scala dei microcircuiti MOS è stata costituita dai loro costi di produzione piuttosto elevati, ma è indubbio che con il tempo anche questi costi diminuiscano.

La General Instrument Europe, proprio in occasione del Salone Internazionale dei Componenti di Milano, ha già annunciato una prima riduzione dei prezzi di diversi suoi dispositivi MOS tra i più avanzati.

Si tratta soprattutto di circuiti integrati destinati ad essere montati nei calcolatori elettronici, quali «Shift Registers», o « Memorie », dispositivi che difficilmente possono dire qualche cosa ai non iniziati, ma che sono alla base dello sviluppo di calcolatori e apparecchiature che avranno un'importanza sempre maggiore nel progresso dell'uomo.

La General Instrument Europe, ha dedicato circa l'80% dell'esposizione dei suoi prodotti ai circuiti integrati MOS. Tra questi ultimi hanno suscitato particolare interesse i dispositivi della serie GIANT, costruiti con la tecnologia MTNS che, grazie all'impiego del nitruro di silicio, li ha resi direttamente compatibili con i circuiti TTL e DTL. I circuiti integrati della famiglia GIANT/MTNS sono già numerosi e comprendono una serie di « Shift Registers » duplici e quadrupli, una serie di multiplexer, alcune memorie a lettura-scrittura, nonché numerosi sistemi universali di conteggio. Di particolare interesse appare infine un divisore di frequenza a 7 stadi, in contenitore plastico, interamente progettato e costruito presso il Centro Tecnologico di Giugliano (Napoli) della General Instrument Europe. Si tratta del primo dispositivo MOS disponibile in contenitore plastico, apparso sul mercato mondiale. Esso abbina ad una compatibilità diretta con i circuiti TTL e DTL un prezzo particolarmente economico, dovuto appunto all'impiego della plastica, che riduce notevolmente i costi di produzione del dispositivo stesso.

Tutte le nuove serie di circuiti integrati GIANT vengono già prodotte in grandi quantità dagli stabilimenti europei della G.I. e sono disponibili per consegne a breve scadenza agli utilizzatori. Oltre ai dispositivi standard, a cui abbiamo appena accennato, la G. I. Europe ha presentato al VII Salone anche numerosi circuiti integrati costruiti «su misura» (custom chips) per alcune delle maggiori industrie di apparecchiature elettroniche europee. A titolo dimostrativo erano esposti un «Multitester 500» della Società Schneider di Parigi, una calcolatrice da tavolo della Società Addo di Londra ed altre apparecchiature funzionanti con circuiti MTOS a larga integrazione, progettati e costruiti in Europa.

La General Instrument Europe tra le industrie del Sud al Salone della Tecnica di Torino

Al Salone della Tecnica di Torino, che ha aperto i battenti il 25 settembre, una larga fetta del Salone Agnelli è stata riservata al gruppo di aziende che meglio rappresentano sul piano tecnologico e produttivo l'industrializzazione del Sud d'Italia.

Nella grande rassegna allestita dallo I.A.S.M. (Istituto per lo sviluppo del Mezzogiorno) ha un posto di rilievo l'industria elettronica di avanguardia, rappresentata dalla General Instrument Europe che ha creato a Giugliano, nei pressi di Napoli, uno dei più moderni stabilimenti d'Europa. La fabbrica, che occupa attualmente oltre 1000 dipendenti, produce componenti elettronici, ovvero gli elementi base con i quali vengono costruite tutte le apparecchiature elettroniche, intendendo con questo termine sia le radio e i televisori, come pure i radar, i grandi calcolatori e tutti quegli strumenti automatizzati, ormai presenti nei processi industriali, come sulle automobili e negli elettrodomestici.

A Giugliano si producono circuiti integrati che su superfici millimetriche, quali la capocchia di uno spillo, raggruppano centinaia e a volte migliaia di transistori. Si costruiscono cioè veri e propri calcolatori miniaturizzati, quegli stessi che sono alla base dei grandi successi spaziali conquistati dall'uomo negli ultimi anni.

Questi dispositivi, non vengono però semplicemente prodotti, ma anche studiati, sviluppati e progettati da un gruppo di ingegneri, tutti provenienti dalle Università del Sud d'Italia, che hanno raggiunto successi tecnologici di rilevanza mondiale.

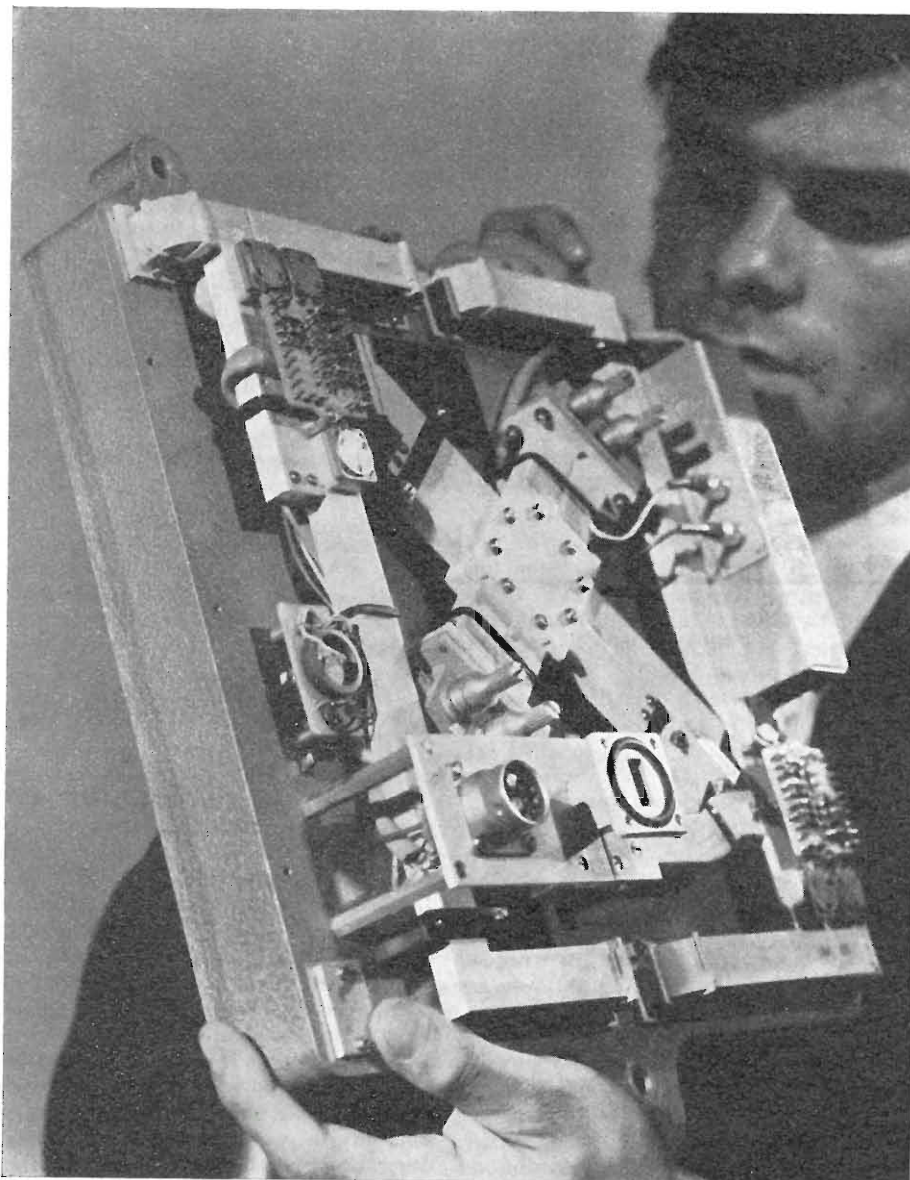
FILTRI A MICROONDE, DI ALTA QUALITA', SINTONIZZABILI MAGNETICAMENTE

Amburgo. Un'apparecchiatura filtro sintonizzabile magneticamente che fa uso di modi dinamico-magnetici in sfere di ferrite, è stata realizzata nei Laboratori Centrali di Ricerca di Amburgo della Philips. Si sono ottenuti fattori di alta qualità, assieme a bassi valori dei campi di sintonizzazione. L'apparecchiatura, così come è stata ideata da H. D. Rüpke, è costituita da una sfera di ferrite consistente di un granato policristallino di ferro-ittrio (YIG) montata al centro di una cavità cilindrica. Per mezzo di due aperture nelle superfici estreme della cavità, la sfera è accoppiata alle guide d'onda di entrata e di uscita. Il campo magnetico sintonizzante H_o è in direzione perpendicolare all'asse del cilindro. Variando la forza del campo, può essere regolata la permeabilità effettiva della ferrite e quindi la frequenza di risonanza del filtro. Vi sono due gamme di regolazione con caratteristiche differenti. A forze di campo H_o basse, quando la magnetizzazione della sfera di ferrite non è in saturazione (cioè fra 0 e circa 600 Oe), la relazione fra la forza del campo e frequenza di risonanza è pressoché lineare. Nella banda X a f = 10 GHz, è stata ottenuta una gamma sintonizzante del 15% con un valore costante del fattore di qualità Q di circa 8000. A campi magnetici superiori a 4000 Oe, sono stati ottenuti valori Q a vuoto anche più alti, cioè Q = 12.000 a f = 10 GHz e Q = 20.000 a f = 3,5 GHz.

In un apparecchio di questo tipo le perdite dielettriche influiscono principalmente sulle perdite totali, sicché i fattori di alta qualità suddetti sono dovuti al basso valore delle perdite dielettriche dei moderni materiali di ferrite.

Contatori numerici ad impiego universale: Serie FM 2500 SIS

Alta facilità d'impiego e realizzata con circuiti integrati a tecnologia TTL — per garantire un'elevata affidabilità unita a minimi volumi complessivi di ingombro — la nuova serie resa disponibile dalla Divisione francese SIS è stata principalmente studiata per rispondere adeguatamente, con livelli di prezzo contenuti, alle particolari esigenze applicative dei laboratori e dei settori di fabbricazione e di controllo delle industrie.
Tutti e tre gli apparecchi della serie (« FM 2501 » « FM 2502 » « FM 2503 ») consentono, nella funzione frequenzimetro, la misura diretta di segnali compresi fra 10 Hz e 12,5 MHz. Nelle funzioni periodimetro e cronometro i contatori FM 2501 e FM 2502 permettono misure di tempi con una risoluzione di 1 microsecondo. La risoluzione dei dati sul display a 5 cifre può essere memorizzata.
Il frequenzimetro cronometro periodimetro FM 2502 possiede, inoltre, un divisore della base dei tempi, opportunamente impostabile (= tempo di conteggio tra 1 msec. e 999 sec.) e di normalizzatori di ingresso a soglie regolabili sulle entrate cronometriche (A e B).

Apparecchio completo per la navigazione aerea

Una ditta britannica ha messo a punto questa piccola apparecchiatura Doppler per la completa assistenza alla navigazione di elicotteri e piccoli aerei in qualsiasi parte del mondo.
Il nuovo sistema tipo AD510, consente anche un accurato controllo del volo a punto fisso degli elicotteri a bassissime quote.

La Sony Corporation lancia in Europa le videocassette

Il 13 ottobre '70 all'Hotel Sonesta di Milano, per la prima volta in Italia il sig. Noboru Yoshii, Consigliere delegato della Sony Corporation, ha presentato ufficialmente il nuovo sistema di videocassette a colori progettato per essere collegato al sistema standard NTSC.

La Sony Corporation con il primo sistema mondiale di nastro di registrazione visiva darà a tutti la possibilità di godersi dal proprio televisore i programmi più disparati.

Standardizzazione delle videocassette

Il sistema videocassette presentato in Italia dalla Sony consiste in un nastro video magnetico montato in una cassetta e adatto al sistema standard NTSC chiamato « Sony Colour Videocassette Sistem ».

La videocassetta può essere inserita ed estratta dall'apparecchio in qualsiasi momento e con facilità proprio come una normale audiocassetta.

Altro vantaggio è l'intercambiabilità della videocassetta nel sistema NTSC, cioè la possibilità di utilizzare anche videocassette di diverse marche.

Tale intercambiabilità delle videocassette ha lo scopo di creare una nuova industria, aprendo a livello mondiale un nuovo mercato tra produttori di programmi audiovisivi.

La Sony, come altre società leader nel settore, utilizzerà per l'Europa un sistema particolare standard per la TV a colori chiamato VCR che la Philips Goeilampenfabrieken sta mettendo a punto.

Come funzionano le videocassette Sony

Il Sony Colour Videocassette System può esser collegato a qualsiasi apparecchio televisivo normale o a colori (NTSC, per ora), senza che questo debba in alcun modo subire modifiche, per riprodurre immagini a colori e sonorizzate.

Per la sua alta adattabilità può essere anche usato con apparecchi in bianco e nero.

Agevolazioni per le industrie

La Sony intende anche facilitare al massimo le industrie cinematografiche e televisive, le compagnie discografiche, società editrici e scuole, federazioni sportive ed enti turistici, perché trasferiscano i propri programmi nella videocassetta al fine di creare una vera e propria videonastroteca.

1971: videocassette Sony in ogni casa

Si prevede che entro il 1971 la Sony Corporation metterà a punto definitivamente le standardizzazioni e gli apparecchi saranno quindi disponibili per le industrie, i centri di educazione, il settore sportivo e simili.

Per l'autunno 1971 le videocassette saranno in vendita al pubblico prima in Giappone e successivamente in tutto il mondo.

Prezzo al pubblico

La Sony prevede che il prezzo di un sistema di videocassette al pubblico sarà di 400 dollari USA circa.

Le principali caratteristiche tecniche del Sony Colour Videocassette System

1. *Basso costo col nastro magnetico.*

La registrazione visiva su nastro magnetico rende i costi molto bassi, perché ogni programma può essere cancellato facilmente come un normale nastro delle audiocassette.

In effetti la videocassetta più si usa e meno si paga: il prezzo si ammortizza in proporzione al numero dei programmi registrati sullo stesso nastro.

2. *Facile da usare.*

Il sistema automatico di inserimento e di estrazione della videocassetta è molto semplice: funziona esattamente come le normali audiocassette.

3. *Estrazione della cassetta senza riavvolgimento completo del nastro.*

La videocassetta può essere fermata in qualsiasi punto e tolta dall'apparecchio anche senza essere riavvolta.

Quando viene inserita di nuovo inizia esattamente al punto interrotto. Tale sistema è unico e totalmente diverso dagli altri.

Infatti le altre videocassette possono essere estratte solo se il nastro è totalmente riavvolto.

4. *Due colonne sonore.*

La videocassetta Sony è fornita di 2 colonne sonore. Ciò consente di ascoltare musica stereofonica.

In caso di un film in lingua straniera o di una lezione di lingue è possibile ascoltare le due diverse lingue simultaneamente .

5. *Registrazione dei programmi t. levisivi a casa propria.*

Con l'inserimento di una semplice spina tra la videocassetta e il proprio televisore, è possibile registrare in casa propria il programma televisivo preferito tramite un apparecchio adattatore per rendere registratore l'apparecchio giranastro.

La registrazione può essere sia a colori, sia in bianco e nero.

Oscilloscopio « Sistema CD 1740 »

Completamente modulare e con disposizione dei comandi secondo i *moderni principi ergometrici* (al fine di renderne massimamente agevole l'uso) il nuovo oscilloscopio « Sistema CD1740 », principalmente studiato dalla Divisione Solartron per la rilevazione di responsi di circuiti digitali ad alta velocità, presenta numerosi elementi di rilievo. In particolare è interessante citare:

— Dispositivi incorporati di protezione per l'impiego anche da parte di operatori di vario livello di abilità e di addestramento (grazie a tale dotazione, selezioni di controllo non corrette o applicazioni di tensioni elevate agli ingressi — fino a 600 V — non procurano danno alcuno).

— Inserimento di elementi FET ai canali d'entrata per rendere completamente esente l'apparecchio da problemi di variazioni o di deriva; linea di ritardo, fotoincisa su « thin film », meccanicamente stabile, con ingombro molto ridotto e con ottime caratteristiche di adattamento nel funzionamento impulsivo; tubo di visualizzazione, con griglia a 12,5 KV, con alte caratteristiche geometriche e di luminosità (anche a velocità di scansione dell'ordine di nanosecondi/cm).

— Dotazione di un comando « TV SYNC SEPARATOR » per lavori di manutenzione e di controllo in apparati TV a colori e di un comando « XY plot » per la visualizzazione, secondo gli assi X e Y, di due segnali simultanei.

— Ampio uso di dispositivi a circuiti integrati allo stato solido che consentono all'oscilloscopio, unitamente ad un'alta affidabilità di funzionamento, minimi consumi di potenza e una totale assenza di ventilatori e di fonti di vibrazione.

a cura di A. Calegari

I problemi del rumore di fondo e la dinamica della registrazione*

di P. H.

Un requisito essenziale della qualità sonora consiste nel *contrasto sonoro o dinamica*, cioè nella differenza delle intensità tra i suoni più intensi, o *fortissimi*, e i suoni più deboli, o *pianissimi*.

Questa dinamica, detta anche *intervallo di potenza*, assicura all'audizione un effetto più o meno accentuato di *rilievo sonoro* e di presenza, allo stesso modo che il contrasto fotografico è indispensabile per assicurare la qualità delle immagini fotografiche o cinematografiche. La dinamica permette anche di far risaltare l'importanza relativa dei suoni bassi ed acuti e soprattutto di aumentare il rapporto segnale/rumore, diminuendo così l'importanza del *rumore di fondo*, che si manifesta quando la modulazione è modesta.

Un buon *rapporto segnale/rumore* è ormai da tempo ottenibile con i moderni metodi di registrazione, ottici o magnetici, e soprattutto con questi ultimi, dove si superano facilmente 50 dB. Tuttavia, le condizioni di registrazione e di riproduzione possono, in certi casi, essere difficili ed è per questo che si è pensato da lungo tempo di escogitare dispositivi più o meno automatici aventi essenzialmente lo scopo di aumentare questo rapporto fino al valore massimo o, in ogni caso, di mantenerlo ad un livello medio accettabile. In tutti questi procedimenti, i primi problemi che si presentano per ridurre il rumore di fondo consistono nel determinare i livelli più bassi e quelli più alti dei suoni, che trasmettono l'informazione musicale. Normalmente, il livello di registrazione indicato dal modulometro deve sempre essere abbastanza alto per rendere udibili i suoni più deboli, evitando sempre l'introduzione disturbante di rumori di fondo. Ma, inversamente, si rischia così di introdurre una grave distorsione durante i passaggi corrispondenti ad un livello d'intensità alta, a motivo del sovraccarico dell'apparecchio di registrazione e, in particolare, della *saturazione* del nastro magnetico. Fissando, invece, il livello di registrazione ad un valore abbastanza piccolo per evitare la distorsione durante i passaggi ad alto livello, i suoni più deboli vengono coperti da una mescolanza di rumori, di soffio e di disturbi dovuti a numerose cause provenienti dalle caratteristiche delle piste magnetiche, dalle stesse testine magnetiche e soprattutto dall'amplificatore e dalla polarizzazione ultra acustica.

Fra questi due casi estremi, esiste senza dubbio una regolazione media efficace, ma è difficile da definirsi in modo semplice in particolare nelle *catene di registrazione*, che comportano un grande numero di elementi presentanti caratteristiche diverse dal punto di vista del guadagno d'amplificazione e della tonalità, dipendenti più o meno l'uno dall'altra.

1. - CIRCUITI ANTI RUMORE DI FONDO E LIMITATORI

In queste condizioni, si possono concepire due tipi di circuiti destinati a evitare tali inconvenienti.

1° Dispositivi limitatori aventi lo scopo di *opporsi ad un aumento eccessivo del livello di modulazione* e che determinano essenzialmente in modo automatico un *livello medio* pressappoco costante.

2° Dispositivi *compressori - espansori*, che hanno lo scopo di aumentare artificialmente la dinamica.

La compressione automatica del volume sonoro è sfruttata generalmente in proporzione più o meno grande negli apparecchi di registrazione commerciali, sotto la forma di dispositivi di controllo automatico, seguendo il principio generale del controllo dell'amplificazione sotto l'azione di una frazione della tensione modulata raddrizzata.

Il principio della *compressione-espansione* consiste nell'aumentare il guadagno dell'amplificatore al momento dei passaggi musicali più deboli e, al contrario, nel ridurlo al momento dei passaggi più intensi; ma non bisogna modificare esageratamente la dinamica del pezzo musicale iniziale, facendo il massimo sforzo per ottenere un livello di modulazione sufficiente per evitare un'audizione *piatta* e che da un'impressione sonora artificiale.

Il tecnico del suono è spesso condotto a *comprimere*, in qualche modo, i suoni provenienti direttamente dalla sorgente sonora per ridurre i *fortissimi* di un'orchestra. La registrazione perde così il suo carattere naturale e al momento della riproduzione l'operatore è spesso obbligato ad agire sul regolatore del volume sonoro. Il risultato ottenuto è,

(*) Le Haut-Parleur n. 1260, pag. 154 158

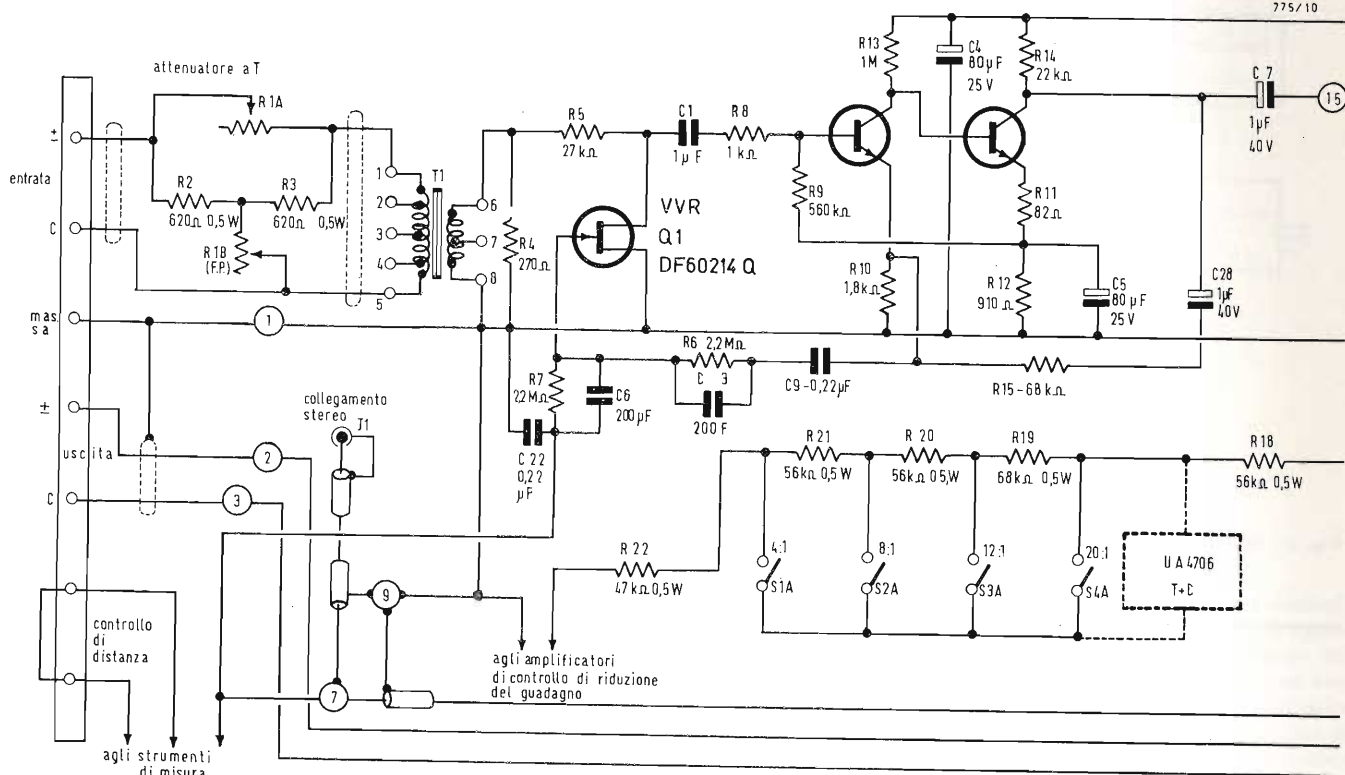



Fig. 1 - Compressore-limitatore elettronico americano « Universal Audio ».

malgrado tutto, quasi sempre imperfetto, perchè si aumenta così l'ampiezza dei fortissimi, aumentando anche quella dei pianissimi, in modo che l'intervallo tra i due costituente la dinamica *non é migliorato*. Gli apparecchi *automatici* assicurano un'espansione *compensatrice* della compressione effettuata al momento della registrazione; tali apparecchi devono allora rinforzare in *modo preferenziale* i suoni più intensi, ma senza amplificare allo stesso modo i suoni più deboli; inoltre, un simile sistema non deve evidentemente introdurre deformazioni sonore complementari, addizionali, in particolare, per effetto di *rivelazione*.

2. - REGOLATORI PRATICI DEL LIVELLO SONORO

I compressori-limitatori elettronici hanno lo scopo sia di ridurre il livello massimo di modulazione, che rischierebbe di provocare sovraccarichi e deformazioni sia, anche più importante, di ottenere un *livello medio* in modo automatico e che assicuri una qualità sonora più regolare, senza richiedere un controllo costante. In questo ordine di idee, gli schemi più recenti hanno potuto essere perfezionati grazie all'uso di elementi a semiconduttori e di resistenze non lineari, il valore delle quali varia sotto l'azione della tensione. Fra i dispositivi più recenti di questa categoria destinati agli studi di registrazione e che possono essere adattati a tutti i tipi di materiali, bisogna segnalare un apparecchio americano « Universal audio ».

Questo apparecchio presenta una risposta in frequenza regolarissima da 20 Hz a 20 kHz entro circa ± 1 dB; il guadagno ottenibile è di 50 dB. La distorsione è bassissima e non supera lo 0,5% da 50 Hz a 15 kHz; l'apparecchio permette di ottenere un rapporto segnale/rumore di 70 dB per il livello di uscita di + 10 dBm. Il ritardo d'intervento è minore di 200 μs ed è regolabile fino a 800 μs. Il dispositivo è caratterizzato essenzialmente dall'uso di un transistore a effetto di campo (FET) avente la funzione di resistenza di valore variabile sotto l'effetto della tensione e disposto prima del primo stadio preamplificatore (fig. 1). I rapporti di compressione possono essere determinati in modo da adattarsi a tutti i generi di registrazione; tasti a pulsante permettono così di ottenere rapporti di 20 a 1,12, a 1,8, a 1, o di 4 a 1; l'alimentazione è fornita da un apparecchio stabilizzato con diodi zener.

Il segnale di entrata viene trasmesso attraverso un dispositivo di controllo

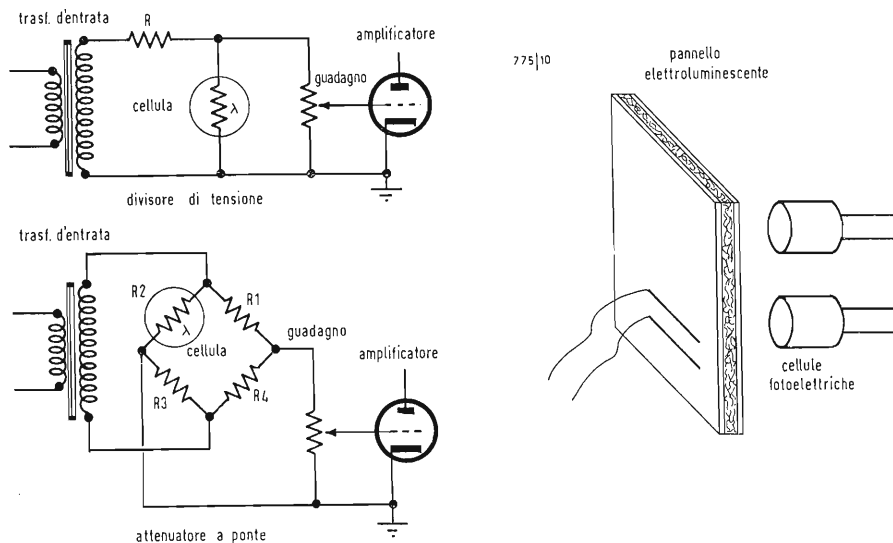



Fig. 2 - Generazione dell'elettro-luminescenza.

del livello di entrata e attraverso un trasformatore T_1, ad una sezione a « L » comprendente una resistenza R_5 disposta in serie ed un transistore Q_1 a effetto di campo, svolgente la funzione di elemento in derivazione a tensione variabile (WR). Al disotto del livello critico di limitazione, questo elemento presenta una forte resistenza dovuta alla sua polarizzazione di riposo; al disopra del punto determinato prima, la polarizzazione è piccola e, in conseguenza, la resistenza del complesso diminuisce. Il valore di cambiamento di polarizzazione, come anche il punto di regolazione critica, sono controllati da un comando, che permette di far variare il rapporto di compressione.

3. - USO DELL'ELETTRO-LUMINESCENZA

I sistemi limitatori-compressori, nei quali si utilizzano dispositivi *opto-elettronici* che comportano una lampada a incandescenza ed una cellula fotoelettrica che agiscono su un circuito di controreazione sono già conosciuti dagli specialisti. L'illuminazione variabile agente su di una cellula fotoelettrica permetterebbe di realizzare circuiti compressori-limitatori producenti basse distorsioni ed anche minori di quelle degli schemi, che fanno variare il guadagno degli amplificatori a tubi o a transistori modificando le polarizzazioni, il che non permette più di assicurare una controreazione globale e può determinare un forte tasso di distorsione armonica, potendo arrivare fino al 10%.

I difetti constatati sono pertanto generalmente dovuti al funzionamento della sorgente luminosa comandata dalla modulazione da controllare e le cui variazioni sono troppo lente, quando si tratta di bulbi a filamento metallico, o che non sono proporzionali all'eccitazione elettrica quando si impiegano tubi luminescenti.

Questi inconvenienti sono stati ridotti in un apparecchio di origine americana, ma presentato in Francia, mediante l'uso di un dispositivo di *controllo elettro-ottico a elettro-luminescenza* e non più a incandescenza.

L'elettro-luminescenza, si sa, consiste nella produzione di energia luminosa sotto l'azione diretta di una tensione elettrica alternata applicata a cristalli microscopici di solfuro di zinco drogati posti fra due elettrodi conduttori paralleli e trasparenti costituenti un condensatore (fig. 2).

La trasformazione dell'eccitazione elettrica in effetto luminoso può così essere ottenuta in modo quasi istantaneo, senza bisogno di raddrizzamenti e filtraggi della tensione di controllo, come invece è indispensabile nei sistemi classici. Il funzionamento caratteristico dipende essenzialmente dalle proprietà della cellula fotosensibile. Questa presenta speciali vantaggi. Il suo tempo di risposta è più rapido se essa è stata eccitata durante i secondi che intercedono prima del funzionamento. La resistenza viene così ridotta del 50% in 10 μs, se il suo funzionamento ha avuto luogo in un intervallo minore di 30 secondi; invece, una uguale variazione esige da 50 a 100 μs, se la cellula prima era in riposo.

Il ritorno alle condizioni di oscurità, cioè ad un valore di resistenza massimo, avviene secondo una legge approssimativamente logaritmica del tempo. Così una riduzione da 5 a 6 dB scompare totalmente in due secondi ed una riduzione da 20 a 30 dB in 5 ÷ 10

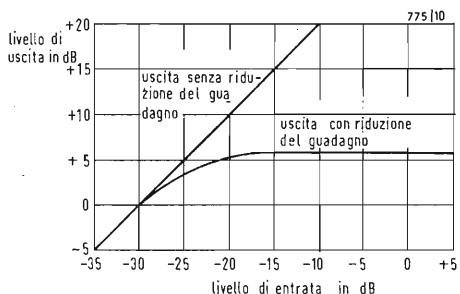



Fig. 3 - Curva caratteristica di riduzione del guadagno di un limitatore-compressore con attenuatore elettro-ottico.

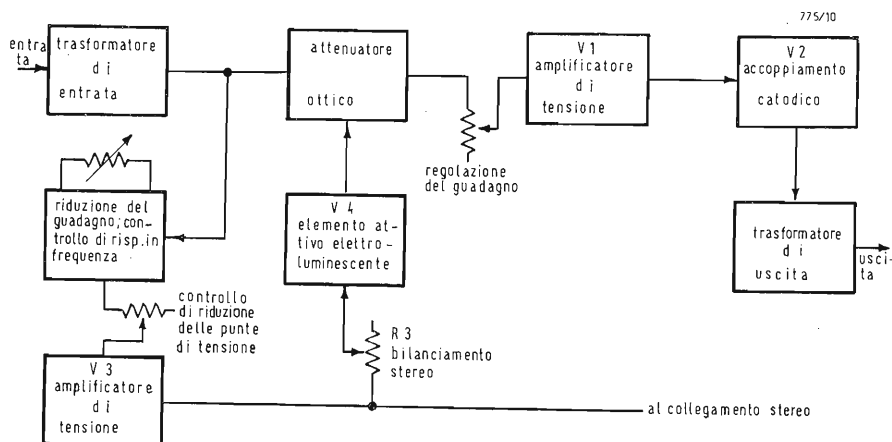



Fig. 4 - Schema a blocchi di un compressore-limitatore a elettro-luminescenza.

secondi, ma nei due casi, il guadagno può ritornare alla metà del suo valore iniziale in meno di un secondo. Queste caratteristiche delle cellule al CdS sono particolarmente adatte al funzionamento di circuiti limitatori, che devono assicurare la soppressione di ogni traccia di suono. D'altra parte, è anche possibile utilizzare elementi al seleniuro di cadmio, che assicurano tempi di risposta molto più brevi compresi tra 0,1 e 1,5 secondi.

L'alimentazione della cellula luminescente è facile e tutti gli stadi di amplificazione sono sottoposti ad una controreazione globale per ridurre al minimo la distorsione.

Un simile apparecchio è pertanto ancora un dispositivo limitatore-compressore, la cui variazione di guadagno è assicurata da un attenuatore variabile elettro-ottico disposto davanti al primo stadio di amplificazione. Questo sistema consente una riduzione istantanea del guadagno di 40 dB, senza generare distorsioni armoniche.

La risposta è regolarissima da 30 Hz a 15 kHz entro circa $\pm$ 0,1 dB e il livello di rumorosità è inferiore a 75 dB; il livello di uscita è compreso fra 10 e 16 dB. La durata d'intervento è praticamente istantanea e dell'ordine di 10 μs; il tempo di rieccitazione è approssimativamente di 0,06 secondi per una rieccitazione al 50% e da 0,5 a 5 secondi per una rieccitazione completa, secondo il valore della riduzione precedente.

La curva di riduzione del guadagno caratteristica di questo apparecchio è rappresentata in fig. 3. L'effetto di compressione si produce dopo il punto limite per un'entrata di — 30 dB, fino a — 20 dB e per questo punto, la curva diviene orizzontale e rappresenta l'azione limitatrice.

Per un valore addizionale di entrata di 20 dB, l'uscita aumenta solo di un valore non superiore a 1 dB; l'amplificatore-limitatore combina così le caratteristiche di un *compressore e di un limitatore*.

L'elemento essenziale dell'apparecchio consiste nell'*attenuatore elettro-ottico* disposto prima del primo stadio amplificatore e comprendente una cellula foto conduttrice accoppiata otticamente come si è notato, ed una sorgente di luce elettro-luminescente. L'elemento elettro-luminescente produce un'intensità luminosa, che è proporzionale alla tensione di bassa frequenza applicata ai suoi capi. La lampada elettro-luminescente comporta una lastra di vetro, o di materiale plastico, rivestita con un materiale conduttore da un lato e con uno strato sottile di materiale luminescente dall'altro.

Il sistema costituisce un controllo automatico di livello, la cui rapidità di funzionamento è limitata unicamente dalla risposta della cellula foto elettrica impiegata.

Lo schema funzionale è rappresentato in fig. 4. Il segnale di entrata è applicato direttamente all'attenuatore ottico a partire dall'avvolgimento ad alta impedenza del trasformatore d'entrata. Il valore dell'attenuazione determinanata dal sistema ottico è controllato dalla tensione *AF* applicatagli da un elemento V_4, che è l'amplificatore di eccitazione dell'elemento luminescente.

Il valore del segnale applicato all'amplificatore di tensione V_3 è anche controllato dal sistema di controllo manuale. Lo stadio di amplificazione di alta tensione assicura un guadagno di 40 dB; la controreazione totale è approssimativamente di 20 dB, il che garantisce una bassa distorsione, una risposta uniforme e la stabilità del guadagno. Lo stadio di uscita è anch'esso originale. Comporta un circuito ad accoppiamento per doppio catodo. Questo stadio di uscita può sopportare difetti di adattamento d'impedenza di uscita, senza timore di distorsione o di variazione della risposta.

4. - DIFFICOLTÀ PROBLEMATICHE DI RIDUZIONE DEL RUMORE DI FONDO

Abbiamo già indicato le difficoltà di ridurre il rumore di fondo negli apparecchi di registrazione e di riproduzione sonora ed in particolare nelle macchine

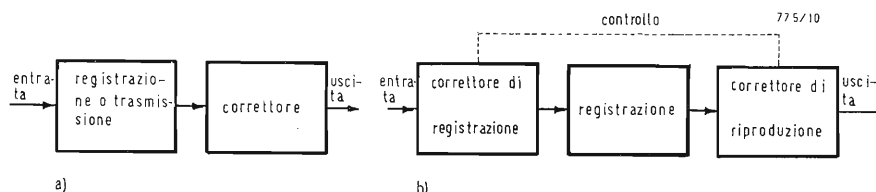



Fig. 5 - Compressori-espansori — *A*) Apparecchi non complementari; *B*) Apparecchi complementari.

775/10

lampade a filamento metallico

altoparlante

a)

b)

Fig. 6 - Elementi elettro-ottici per la compressione-espansione — *A*) Resistenze variabili a lampade a filamento metallico; *B*) Resistenze variabili a lampade a filamento di carbone.

magnetiche. Queste difficoltà aumentano rapidamente al di là di un certo limite, caratterizzato da un rapporto segnale/rumore determinato, agendo sul supporto di registrazione o sull'apparecchio stesso; da qui l'interesse di *apparecchi correttori* separati o integrati, elettronici ed elettroacustici.

Sono generalmente circuiti compressori-espansori o « compandor » secondo l'espressione anglosassone. Possono essere classificati in modo abbastanza preciso in due categorie (fig. 5): 1° apparecchi di trattamento più o meno distinti, *non complementari*, nei quali i segnali musicali da correggere vengono elaborati *all'uscita* dell'apparecchio di registrazione e di trasmissione *solamente*. Ne può risultare una modifica più o meno dannosa di questi segnali, contemporaneamente alla riduzione desiderata del rumore di fondo (fig. 5A);

2° circuiti *complementari*, nei quali l'elaborazione dei segnali musicali da correggere si effettua *ad un tempo* prima e dopo la registrazione o la trasmissione, allo scopo di evitare l'alterazione finale del segnale musicale utile, assicurando la riduzione del rumore di fondo (fig. 5B).

Come esempi di apparati della prima categoria si possono segnalare *i controlli di tonalità* e i *filtri*, gli *attenuatori automatici* di controllo dei segnali a larga banda.

Questi dispositivi complementari (2ª categoria) agiscono correggendo le *diverse gamme*; sono compressori ed espansori ad azione istantanea, agenti secondo le variazioni dell'inviluppo del segnale, o per mezzo di note pilota per l'espansione. Un compressore-espansore di questo genere deve tuttavia presentare un certo numero di caratteristiche precise, per assicurare un risultato sufficiente senza pericolo di deformazione; ed è bene ricordarli.

5. - QUALITÀ DEI COMPRESSORI-ESPANSORI

1° Il segnale di uscita non deve differire dal segnale di entrata in modo apprezzabile, per quanto riguarda la risposta in frequenza, i fenomeni transitori e la dinamica; ancora, i segnali stereofonici non devono presentare fenomeni di sfasamento e di sfalsamento nello spazio.

2° Non si devono generare *distorsioni non lineari*, tanto per segnali transienti, quanto in regime permanente, qualunque siano il livello, la frequenza, o la combinazione di frequenze dei suoni considerati. Il livello limite deve sempre essere al disotto del livello di cresta del segnale normale.

3° L'apparecchio deve avere un livello bassissimo di rumorosità interna e non deve produrre esso stesso rumori addizionali percepibili in presenza dei segnali da correggere.

4° Tutte le condizioni sopra indicate devono essere mantenute durante il funzionamento dell'apparecchio, dei trattamenti di correzione e di restituzione dei segnali.

I suoni provenienti dal nastro di registrazione o di trasmissione devono anch'essi presentare caratteristiche ben definite.

1° I segnali di uscita provenienti dall'apparecchio di registrazione o di trasmissione devono permettere la trasmissione in un circuito di larghezza di banda di frequenza normale.

2° L'elaborazione di correzione non deve avere influenza sulla risposta lineare in fase e in frequenza dei suoni considerati.

3° Le variazioni o le fluttuazioni del guadagno e della risposta in frequenza, che si possono verificare normalmente, non devono determinare variazioni udibili notevoli dei segnali raccolti all'uscita dell'apparecchio.

4° L'impiego del sistema non deve modificare in modo evidente le caratteristiche limite di sovraccarico in regime permanente o quelle dei transistori.

Inoltre, *le caratteristiche di funzionamento del sistema* devono essere ben definite e riproducibili. L'apparecchio di correzione deve essere sufficientemente stabile nel tempo, qualunque siano la temperatura e gli altri fattori, in modo da permettere l'intercambiabilità delle registrazioni o dei canali sonori.

Finalmente, *la riduzione del rumore di fondo* ottenuta deve pure presentare caratteristiche ben determinate:

1° la sua entità deve essere praticamente uniforme, qualunque siano i generi di rumorosità incontrati;

2° l'effetto di riduzione dei rumori non deve dipendere da effetti di modulazione del segnale da parte di questi rumori, nei casi pratici abituali.

6. - USO DI ELEMENTI ELETTRO-OTTICI PER LA COMPRESSIONE-ESPANSIONE

Esistono numerosissimi dispositivi di compressione ed espansione del volume sonoro, il funzionamento dei quali è basato sulla variazione di *valori di resistenze* disposte nei circuiti degli amplificatori e che determinano modifiche corrispondenti degli *effetti di controreazione*, che assicura l'aumento o la diminuzione del guadagno degli amplificatori, cioè gli effetti di espansione e compressione.

Questi apparecchi possono essere estremamente semplici; è per questo che i dispositivi più elementari hanno un funzionamento fondato sulla proprietà

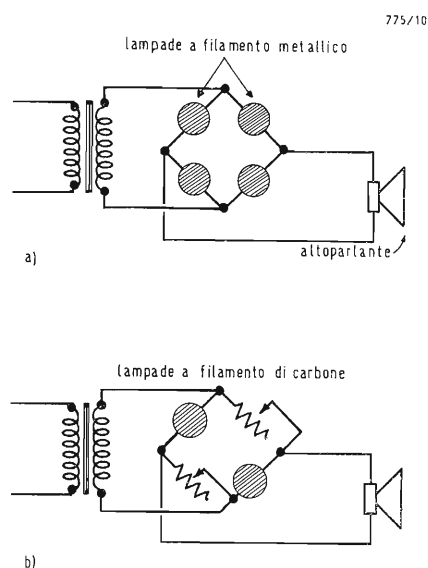
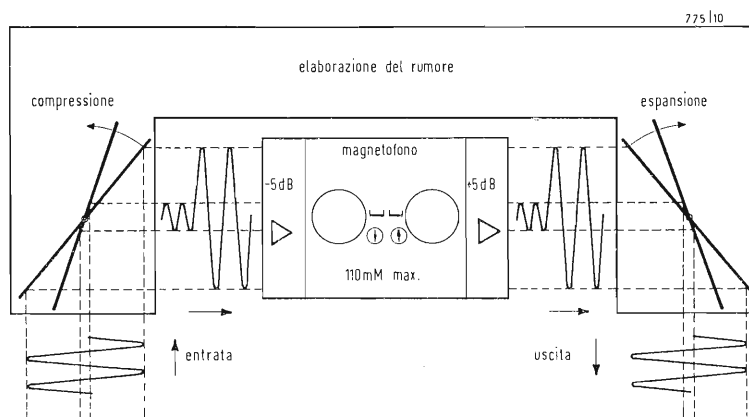



Fig. 7 - Principio del compressore-espansore tedesco per la registrazione magnetica.

ben nota dei filamenti metallici di lampade a incandescenza presentanti una resistenza, che aumenta con la temperatura, cioè con l'intensità della corrente che le attraversa. Inversamente, i filamenti di carbone hanno una resistenza che diminuisce con la temperatura, di modo che le variazioni di resistenza sono in opposizione nei due tipi di lampade (fig. 6).

Al momento del riscaldamento, la resistenza delle lampade a filamento di carbone può pertanto diminuire dell'ordine del 40%, quella delle lampade a filamento metallico aumenta, al contrario, dal 300 al 400%.

A freddo, la resistenza è di una ventina di ohm; man mano che la temperatura aumenta, anche la resistenza aumenta nei filamenti metallici.

Queste resistenze variabili sono disposte a ponte collegate al trasformatore di modulazione. L'intensità della corrente nel trasformatore dipende dall'intensità stessa dei suoni trasmessi dallo stadio di uscita e la corrente varia così proporzionalmente a quest'intensità sonora.

Pertanto, più l'intensità dei suoni è grande, più l'equilibrio del ponte si rompe e l'effetto sonoro aumenta proporzionalmente. Quando l'espansore è in funzione, una parte della corrente elettrica è assorbita dalle lampade che si illuminano debolmente.

Questi sistemi sono assai rudimentali; si sono potuti modificare impiegando, ad un tempo, una lampada a incandescenza ad una cellula fotoelettrica in un circuito di controreazione. La tensione di uscita può agire su di un transistore limitatore-amplificatore, che a sua volta, controlla l'intensità luminosa di una lampada a incandescenza. Il flusso luminoso prodotto determina la variazione di resistenza di una cellula fotoelettrica al solfuro di cadmio e questa, a sua volta, è disposta in un divisore di tensione, il quale permette di aumentare o di diminuire la tensione di entrata applicata all'amplificatore. Questo circuito opto-elettronico offre già notevoli vantaggi.

Un nuovo procedimento tedesco applicato specialmente alla *registrazione magnetica* permette di ridurre il disturbo di soffio nei passaggi registrati debolmente più di tutti, riducendo gli echi e le distorsioni. Questo dispositivo si applica anche in casi di modulazione particolari, per i rumori e la musica elettronica.

Il principio resta lo stesso, cioè quello della compressione-espansione, ma è migliorato praticamente. In registrazione, la modulazione dinamica, comandata dal segnale sonoro stesso, determina una compressione, secondo tassi precisi di regolazione. Una parte del guadagno di compressione viene utilizzata per ridurre l'ampiezza del segnale durante le punte di modulazione e un'altra parte aumenta questa ampiezza durante i minimi di modulazione (fig. 7). La prima riduce il tasso di distorsione e la seconda migliora il rapporto segnale/rumore. In riproduzione, il processo di espansione ha una caratteristica inversa di quella di registrazione, in modo da ristabilire la curva dinamica iniziale. L'effetto d'eco si elimina registrando i passaggi più forti ad un livello ridotto e i passaggi deboli ad un livello più alto rispetto al livello iniziale.

La parte essenziale è costituita da un elemento regolatore avente una caratteristica lineare di funzionamento per ogni stadio regolato, modificando la sua pendenza mediante vobulazione del suo punto di lavoro secondo le variazioni di livello. I cambiamenti di pendenza in funzione del livello si effettuano molto rapidamente in meno di 1 millisecondo, per cui, a motivo dell'inerzia dell'orecchio, non vengono percepiti all'audizione e non si produce alcuna alterazione della modulazione sonora originale, nè introduzione di fenomeni transitori. Le bande laterali generate

risultano dislocate in una regione dove non sono più nocibili.

La curva di risposta di questo sistema si estende da 60 Hz a 13 kHz entro circa ± 0,5 dB e da 70 Hz a 15 kHz entro circa ± 1 dB; il rapporto segnale/rumore è superiore a 76 dB per una modulazione massima; il rapporto segnale/soffio è superiore a 75 dB; tutto l'apparecchio è completamente a transistori.

7. - UTILIZZAZIONE DEI COMPRESSORI-ESPANSORI

L'uso del metodo di *compressione-espansione* costituisce il processo, che permette, in linea di principio, di ottenere i migliori risultati, ma rischia di presentare *gravi inconvenienti*, precisamente quelli che sono stati particolarmente studiati con il metodo di Ray-M. Dolby. Gli inconvenienti del ben noto sistema di espansione consistono in una insufficiente affinità fra la registrazione o la trasmissione e la riproduzione o la ricezione rispettivamente, ad un tempo, dal punto di vista statico e dinamico. Si riscontra una elevatissima sensibilità del sistema alle variazioni di guadagno in registrazione o in trasmissione, una gamma dinamica poco soddisfacente, con un forte livello di rumore ed una forte distorsione.

La sovrammodulazione è avvertibilissima sotto l'azione dei transitori. Si manifesta una distorsione delle basse frequenze in seguito a modulazione delle ondulazioni del segnale di controllo e la generazione di gravi effetti di modulazione del segnale da parte dei disturbi.

Quando si confrontano le caratteristiche di questi apparecchi con quelle che dovrebbero presentare gli apparecchi di alta qualità definiti sopra, ci si rende conto della loro *insufficienza*. Allora, questi compressori-espansori non possono essere impiegati spesso in modo efficace che in condizioni abbastanza ristrette, cioè nelle applicazioni, dove bisogna considerare unicamente bande di frequenze strettissime e, in particolare, nei circuiti telefonici.

8. - UN NUOVO METODO: IL SISTEMA DIFFERENZIALE

Nei comuni dispositivi di compressione o di limitazione, si tratta, come prima cosa, *di modificare la dinamica* dei segnali di grande intensità. È allora necessario, in generale, sottoporre l'insieme dei segnali da correggere, durante il loro passaggio nell'apparecchio di elaborazione, all'azione di un dispositivo, che dà luogo ad un guadagno variabile (fig. 8A).

Applicando le tecniche della compressione al problema della riduzione del rumore di fondo, ma senza pretendere di modificare la dinamica dei segnali non è necessario, anzi sarebbe nocivo, agire sulle componenti dei segnali di livello alto. L'ampiezza dei rumori di fondo nei nastri audio di alta qualità è solamente dell'ordine dell'1% dell'ampiezza massima del segnale.

Sarebbe evidentemente preferibile dar luogo ad una *correzione limitata e ad una componente differenziale*, che verrebbe dedotta, mediante un mezzo opportuno, dai segnali da correggere, in modo da sopprimere, o per lo meno, da ridurre il rumore di fondo, *lasciando completamente invariate le caratteristiche essenziali* dei segnali da elaborare.

È questo il principio del *processo differenziale*. Gli elementi attivi sono moltiplicatori di segnali controllati dalle ampiezze, dalle frequenze e dalle proprietà dinamiche dei segnali trasmessi all'apparecchio stesso.

In riproduzione, il circuito rimanda indietro le componenti di basso livello costituenti i rumori di fondo, verso un apparato *sottrattore*, che annulla parzialmente queste componenti nel canale sonoro normale.

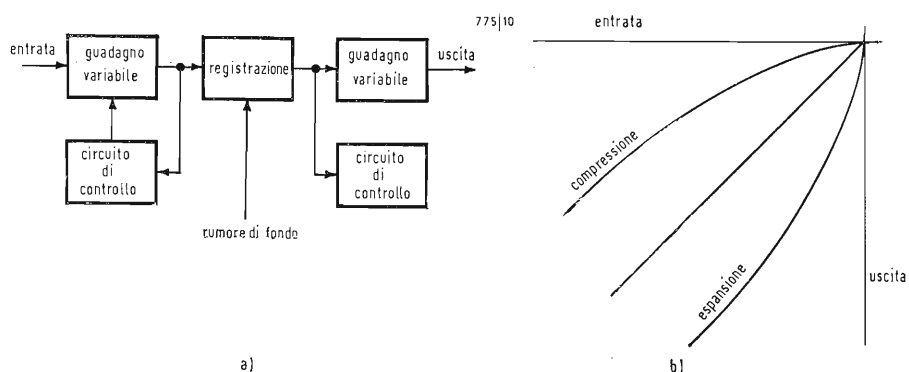



Fig. 8 - Schema a blocchi del procedimento differenziale di correzione della dinamica *A*; Caratteristiche di compressione ed espansione.

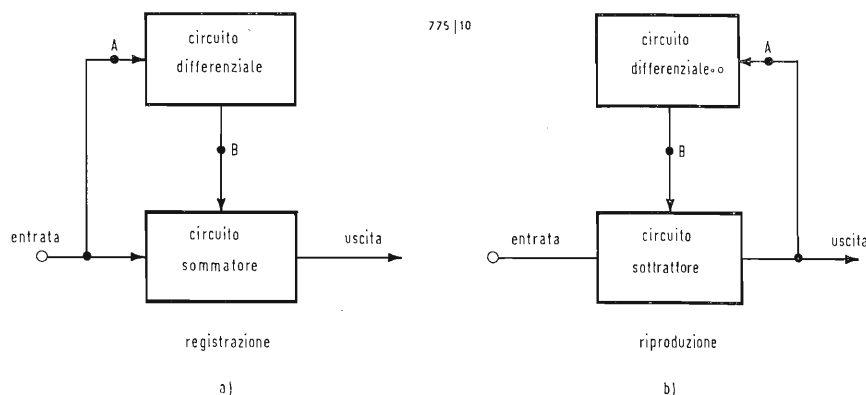



Fig. 9 - Metodo differenziale — *A*) In registrazione; *B*) In riproduzione.

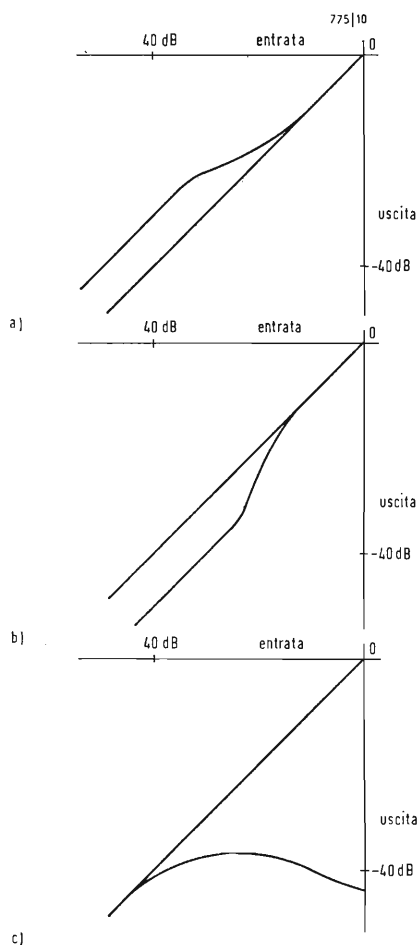



Fig. 10. - Caratteristiche del metodo differenziale. *A*) Somma della componente supplementare; *B*) Sottrazione della componente supplementare; *C*) Resituzione del segnale originale.

Nello svolgimento del trattamento di riduzione del rumore di fondo, il circuito ed il sottrattore annullano parzialmente anche le componenti utili a basso livello del segnale. Per compensare questa riduzione, il circuito additivo, che ha le stesse caratteristiche, ha lo scopo di *sommare* un'identica componente *prima della registrazione* o della trasmissione, in modo da riprodurre le caratteristiche normali necessarie.

Il segnale di uscita risulta uguale al segnale di entrata se i circuiti differenziali di registrazione e riproduzione-cioè i dispositivi attivi, sono identici.

La condizione essenziale per la costruzione di un sistema di riduzione del rumore di fondo di alta qualità, cioè l'assenza di alterazione del segnale totale, è così soddisfatta. Occorre solo scegliere un circuito, che generi un segnale di registrazione o di trasmissione adatto al canale audio considerato e che assicuri una riduzione sufficiente del rumore di fondo.

9. - APPLICAZIONE DEL METODO

L'apparecchio costruito secondo questo metodo si può considerare in pratica da due punti di vista essenziali. È anzitutto un sistema *compressore-espansore, che agisce* sul segnale di entrata, controllando costantemente le caratteristiche d'equilibrio di registrazione e di riproduzione, in modo da migliorare il rapporto segnale/rumore totale.

Da questi punti di vista, l'apparecchio è un dispositivo di elaborazione con guadagno totale unitario, ma con proprietà di trasmissione intermedie funzioni dell'ampiezza, della frequenza e del tempo.

Considerando l'apparecchio come un compressore-espansore, *la particolarità essenziale*, che lo distingue dai precedenti, consiste nel fatto che il *segnale non passa nella sua totalità attraverso gli elementi a guadagno variabile.* Come si vede anche nella fig. 10, i segnali ad alto livello passano direttamente attraverso il *sistema e unicamente negli amplificatori* senza essere alterati o modificati in un modo qualsiasi.

I segnali a basso livello, che sono necessari per la riduzione del rumore di fondo, sono elaborati in una catena laterale a circuito differenziale comprendente quattro filtri divisori di banda ed alcuni compressori a basso livello.

Sebbene l'ampiezza del segnale sia piccola in ciascuna banda di frequenze, il livello di uscita del compressore è alto in confronto a quello della stessa componente, che segue il percorso principale. L'aggiunta della componente differenziale alla componente diretta ha così come risultato un'amplificazione del segnale di uscita. Per gli alti livelli, la componente differenziale viene compressa in modo notevole, ma, poichè è piccola rispetto al segnale principale, il suo effetto è trascurabile.

Un'operazione supplementare viene effettuata durante la riproduzione.

La componente differenziale viene sottratta, come si è già notato più sopra, dal segnale principale e, poichè il guadagno dell'apparecchio riproduttore diminuisce per i segnali deboli, l'azione di riduzione del rumore è assicurato.

Una caratteristica importante del sistema dal punto di vista pratico consiste nel fatto che due circuiti differenziali identici vengono impiegati per la registrazione e la riproduzione. Come si vede ancora dalla fig. 10, una componente supplementare viene dapprima sommata, poi in seguito viene sottratta e infine il segnale originale rimane invariato. Tenendo conto del ripristino corretto del segnale, gli apparecchi possono presentare tutte le caratteristiche desiderate.

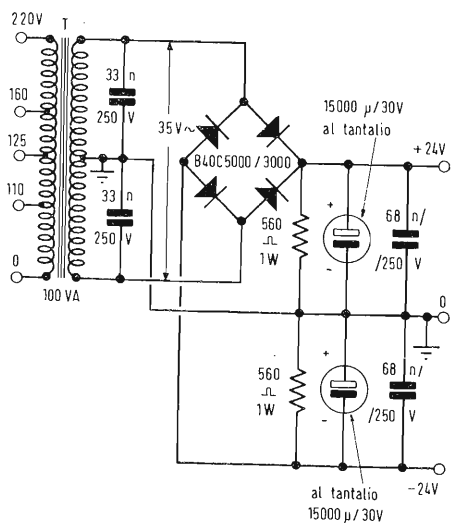



Fig. 1/1022

1022 - Sig. V. Lasi - Roma

D. Un problema tecnico mi è sorto dopo la costruzione dell'amplificatore da 20 W descritto a pag. 493-4 del N° 12 del '69. Le mie difficoltà riguardano l'alimentazione di questo amplificatore. Penso quindi che per « alimentazione doppia » si intenda un circuito del tipo che allego nella lettera: se in linea di massima è esatto, quali sono(o come si calcolano) i diodi ed i condensatori e quali devono essere le caratteristiche del trasformatore, tenendo presente che deve alimentare due amplificatori (versione stereo)?
Vorrei sapere cosa significa « componente resistiva in serie... » dato che i costruttori di altoparlanti non riportano nei loro listini.

R. La doppia alimentazione consiste, come Ella ha ben capito, in due alimentatori in serie con il punto comune di uscita a massa. Lo schema allegato è di un alimentatore per gli stadi di potenza 2×30 W a doppia alimentazione, sufficiente per entrambi i canali stereo.
La stabilizzazione non è necessaria per gli stadi di uscita degli amplificatori di potenza.
La « componente resistiva in serie » di un altoparlante è semplicemente la resistenza in c.c. della bobina mobile; quest'ultima ha infatti come circuito equivalente un'induttanza *L* in serie con una resistenza *R* (la sua propria misurata con l'obmmetro in c.c.).
Per l'amplificatore in oggetto occorre che la *R* sia almeno 6,5 Ω, ma evidentemente minore di 8 Ω per tener conto della reattanza induttiva, assai modesta a 400 Hz, frequenza alla quale si riferisce l'impedenza di una bobina mobile di altoparlante. *(a.n.)*

1023 - Sig. P. Viappiani - La Spezia

D. Posseggo due altoparlanti University UC153.
1) In alcuni punti del bordo esterno del cono dei due UC 153, (che ho acquistato imballati), a causa di quel « mastice » ivi presente, è rimasta attaccata una sottile striscia di carta, del foglio di istruzioni, che, purtroppo, si trovava a contatto diretto con il cono nell'imballaggio originale, e che mi è stato impossibile togliere. Infatti, ho provato a far ciò per brevissimo tratto (circa due centimetri) con un panno umido, ma, constatando un indebolimento del cono a causa dello sfregamento, ho preferito lasciare le cose come stavano sulla restante parte interessata del cono e sull'altro altoparlante. Nel piccolo tratto ove il cono si è indebolito ho anzi applicato un sottile strato di mastice per coni di altoparlanti.
Chiedo; *a)* La qualità dei miei due UC 153 è compromessa dalla presenza di quella striscia di carta del foglio di istruzioni, oppure le loro prestazioni risultano inalterate? (prego di tenere presente che la sospensione elastica del bordo è intatta, poiché il fenomeno è avvenuto piuttosto verso l'interno del cono. Vorrei essere tranquillizzato in proposito, perché questo particolare, al quale sulle prime non avevo dato troppo peso, costituisce ora per me motivo di viva preoccupazione. Posso avere la certezza di possedere due ottimi altoparlanti, che funzioneranno benissimo ugualmente?
b) Devo cercare di togliere comunque la parte di carta ancora attaccata al cono (in che modo?), oppure è preferibile lasciare tutto così?
c) In ogni modo, prego di indicarmi il più adatto solvente reperibile, onde procedere alla rimozione di quanto ancora resta incollato (io avrei pensato al « Radio Service Solvent » della General Cement, catalogato da Marcucci 11/701: va bene, oppure ne esiste qualche altro più idoneo allo scopo?), ed un ottimo mastice da applicare sul bordo del cono dopo l'operazione, atto a rimpiazzare efficacemente quello applicatovi dalla Casa, e tale che presenti caratteristiche quanto più possibile simili, al fine di non alterare l'elasticità della sospensione del cono stesso.
E passiamo all'altro argomento;
2) Ho necessità di conservare a lungo degli altoparlanti molto pregiati, dei quali mi trovo in possesso, nell'impossibilità di effettuarne subito il montaggio in casse acustiche. Poiché si tratta di ottimi e costosi woofers, vorrei evitare loro qualsivoglia danno, per cui li conserverò nelle loro scatole di cartone, ben fasciati e sigillati.
Desidererei conoscere;
a) quali accorgimenti occorre prendere per una perfetta conservazione:
b) abitando in una città di mare, ho timore di qualche danneggiamento a causa dell'umidità, soprattutto ai coni, per cui pensavo di inserire dentro ogni scatola una di quelle buste contenenti sostanze igroscopiche, che più volte ho notato nell'imballo di apparecchiature elettroniche d'oltre oceano. È consigliabile ciò? In caso affermativo, dove posso reperire tali prodotti, dato che, per quanto abbia cercato, non sono riuscito a rintracciarne?

R. 1) Come prima cosa, Le consigliamo di riportare i due altoparlanti al fornitore, affinché provveda a suo rischio e pericolo alla rimozione della striscia di carta. Può darsi che ciò non sia possibile (qual'è la provenienza degli altoparlanti in oggetto?).
a-b) Diciamo poi subito che, data la forte massa del cono e la posizione della striscetta, la cosa non ha importanza: a meno che la carta possa vibrare per conto proprio durante il funzionamento dell'A.P., nessuno potrebbe sospettarne la presenza, all'ascolto. Quindi, è senz'altro meglio lasciare la striscia in posto, che arrischiare di deteriorare il cono con pericolose manipolazioni. Nelle condizioni attuali la resa degli A.P. non può essere menomamente pregiudicata, sotto tutti i punti di vista.
c) Il solvente più adatto per ammorbidire, fondere e dissolvere il mastice sui coni degli A.P. è appunto il G-C. Radio Service Solvent nella confezione 31-2 (2 once) o 31-4 (4 once), reperibile presso la LARIR (Milano, V.le Premuda, 38/A).
Per la riparazione e i ritocchi sugli A.P., si consiglia il mastice G-C Radio-Television Service Cement nella confezione 30-2 (2 once) o 30-4 (4 once), sempre della General Cement e reperibile presso la LARIR. Si avverte che il diluente solvente per questo mastice è il tipo G-C Cement Thinner, confezione 28-2 o 28-4.
2*a)* I soliti accorgimenti per conservare materiali pregiati ambiente secco, temperatura minore di 20°C: disposizione su scaffale di legno o metallico (in modo che la scatola non appoggi sul pavimento), lontana da materiali pesanti, che potrebbero schiacciare l'imballo e danneggiare il contenuto, e in luogo poco frequentato da persone (specialmente bambini) e animali (particolarmente temibile il gatto).
2*b)* Effettivamente non è facile reperire sostanze igroscopiche non sotto forma di vernici o lacche da spalmare sul materiale da proteggere. Si ricorda però che la potassa caustica e il carburo di calcio, sono eccellenti igroscopici in polvere. Quindi basta mettere alcuni grammi di potassa caustica in bustine e introdurre queste nelle scatole degli altoparlanti, chiudendo poi accuratamente le scatole con carta gommata. È bene escludere l'uso del carburo di calcio, per la sua proprietà di sviluppare gas acetilene se viene in contatto con acqua. *(a.n.)*

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV TRANSISTORI

ATES COMPONENTI ELETTRONICI S.p.A. - Milano
Via Tempesta, 2
Telefono 46.95.651 (4 linee)
Semicondutt. per tutte le applicazioni

Elettronica Industriale
ING. O. BARBUTI

LISSONE (Milano) Via Pergolesi 30
Tel. 039-417.83
Telecamere - Monitori - TV circuito chiuso - VIDEOCITOFONO.

emme esse

Antenne TV - Accessori vari
25025 MANERBIO (Brescia)
Telefono 93.83.19
Richiedere cataloghi

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDARD

FANELLI - FILI - Milano
Via Aldini, 16
Telefono 35.54.484
Fili, cordine per ogni applicazione

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4
Telefoni 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi.

MALLORY

Pile al mercurio, alcaline manganese e speciali
Mallory Batteries s.r.l. - Milano
Via Catone, 3 - Telef. 3761888/890
Telex 32562

MISTRAL - Milano
Via Melchiorre Gioia, 72
Tel. 688.4103 - 688.4123

RADIO ARGENTINA - Roma
V. Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989
Valvole, cinescopi, semicond., parti stacc. radio-TV, mater. elettronico e profess. Rich. listino.

seleco®
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.p.A. - 33170 PORDENONE
radiotelevisione - elettronica civile
alta fedeltà e complementari

S G S - Agrate Milano
Diodi Transistori

SPRING ELETTRONICA COMPONENTI
Di A. Banfi & C. - s.a.s.
BARANZATE (Milano)
Via Monte Spluga, 16
Tel. 990.1881 (4 linee)

THOMSON ITALIANA
Paderno Dugnano (Milano)
Via Erba, 1 - Tel. 92.36.91/2/3/4
Semiconduttori - Diodi - Transistori

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091

BOSCH Impianti centralizzati d'antenna Radio TV
EL. FAU S.r.l. 20125 MILANO
VIA PERRONE DI S. MARTINO, 14 - TELEF. 60.02.97

Cosruzioni antenne per: Radio - Autoradio - Transistor - Televisione e Componenti
FRINI ANTENNE
Cesate (Milano)
Via G. Leopardi - Tel. 99.55.271

Elettronica Industriale
Ing. O. BARBUTI
LISSONE (MI) - Va Pergolesi 30
Tel. 039-41783
Centralini a transistori e accessori per impianti di antenne collettive.

NUOVA TELECOLOR S.r.l. - Milano
Via C Poerio 13
Tel. 706235 - 780101
ANTENNE KATHREIN

APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTA' REGISTRATORI

COSTRUZIONI RADIOELETTRICHE

Rovereto (Trento)
Via del Brennero - Tel. 25.474/5

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

VIA SERBELLONI, 1 - 20122 MILANO
TEL. 799.951 - 799.952 - 799.953

Via B. Marcello, 10 - Tel. 202.250
MILANO
Ampl. Preampl. Alta fedeltà esecuz. Impianti.

R. B. ELETTRONICA di R. Barbaglia
Via Carnevali, 107
20158 Milano - Tel. 370.811
Radio e fonografia elettrocoba
Apparecchiature HiFi
elettroniche a transistori

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Alberto Mario, 28 - Milano
Tel. 46.89.09
Stabil. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - MILANO
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S.p.A.
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

AUTORADIO
TELEVISORI
RADIOGRAMMOFONI
RADIO A TRANSISTOR

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 83[illegible].091
Televisori, Radio, Autoradio

C.G.E. - Milano
Radio Televisione
Via Bergognone, 34
Telefono 42.42

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

TRANSISTORS
STABILIZZATORI TV

Soc. in nome coll.
di Gino da Ros & C.
Via L. Cadorna
VIMODRONE (Milano)
Tel. 25.00.263 - 25.00.086 - 25.01.209

DUMONT
Radio and Television - S.p.A. Italiana
80122 - NAPOLI
Via Nevio, 102 d - Tel. 303500

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86
Telefono 717.192

FARET - VOXSON - Roma
Via di Tor Corvara, 286
Tel. 279.951 - 27.92.407 - 27.90.52

MANCINI - Milano
Via Lovanio, 5
Radio, TV, Giradischi

NAONIS
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

PHONOLA - Milano
Via Montenapoleone, 10
Telefono 70.87.81

RADIOMARELLI - Milano
Corso Venezia, 51
Telefono 705.541

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano
Via Petitti, 15
Autoradio Blaupunkt

Milano - Via Stendhal 45
Telefono 4225911
Televisori componenti radio

ELECTRONICS
Fono - Radio
Mangiadischi
Complessi stereofonici
LECCO
Via Belvedere, 48
Tel. 27388

ULTRAVOX - Milano
Viale Puglie, 15
Telefono 54.61.351

BOBINATRICI

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8
Telefono 803.426

CONDENSATORI

DUCATI ELETTROT. MICROFARAD
Bologna
Tel. 400.312 (15 linee) - Cas. Post. 588

ICAR - MILANO
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. TRASFORMATORI

C E A - Elettronica

GROPELLO CAIROLI (Pavia)

Via G. B. Zanotti

Telefono 85 114

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-2391)
Laboratorio avvolgim. radio elettrici

GIRADISCHI AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

LENCO ITALIANA S.p.A.
Osimo (Ancona)
Via del Guazzatorre, 225
Giradischi - Fonovalige

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Alberto Mario, 28 - Milano
Tel. 46.89.09
Stabilim. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S. p. A.
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

GRUPPI DI A. F.

LARES - Componenti Elettronici S.p.A.
Paderno Dugnano (Milano)
Via Roma, 92

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3
Telefono 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

POTENZIOMETRI

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924

RESISTENZE

Re. Co. S.a.s. FABB. RESISTENZE E CONDENSATORI
Via Regina Elena, 10 - Tel. (035) 901003
24030 MEDOLAGO (Bergamo)

RAPPRESENTANZE ESTERE

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
Strumenti di misura
Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangamo Electric - Evershed & Vignoles - Tinaley Co.

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

SILVERSTAR - Milano
Via dei Gracchi, 20
Tel. 46.96.551

SIPREL - Milano
Via S. Simpliciano 2 - Tel. 861.096/7
Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Suprovox

STABILIZZATORI DI TENSIONE

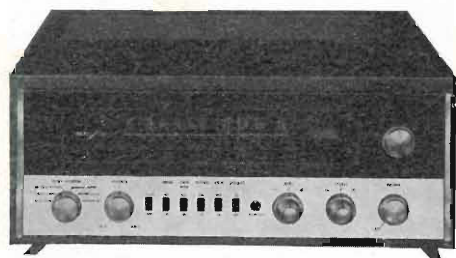
LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-239)
Laboratorio avolgim. radio elettrico

GLI AMPLIFICATORI STEREO PROFESSIONALI PER L'AMATORE ESIGENTE

UNITA' DI POTENZA STEREO A TRANSISTORS da 100 Watt

Mod. MC250

Questo modello possiede le medesime caratteristiche del mod. MC-2505. Ne differisce per la diversa veste estetica e per la mancanza dei due strumenti. Consigliato quando vi siano problemi di spazio o quando deve sostituire vecchi amplificatori.

Alimentazione: 220 V. 50 Hz.

RICEVITORE FM STEREO da 80 Watt

Mod. MAC-1700

SEZ. AMPLIFICATORE

Potenza d'uscita: 40 + 40 Watt continui con carico di 8 ohm

Risposta di frequenza: ± 0,5 dB da 20 a 20.000 Hz. alla max. pot.

Fattore di smorzamento: maggiore di 100

Distorsione armonica e d'intermodulazione: meno del 0,25 % da 30 a 20.000 Hz alla max. pot.

Rumore: — 70 dB per ingressi a basso livello e — 75 dB per quelli ad alto livello

Impedenza d'uscita: da 4 a 16 ohm

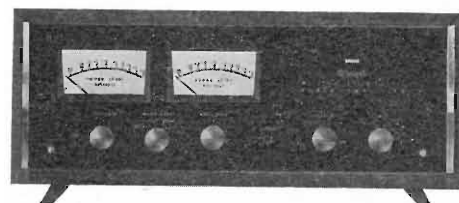
SEZ. SINTONIZZATORE

Sensibilità: migliore di 2,5 μV con il 100 % di modulazione

Rapporto cattura: migliore di 2 dB

Reiezione immagine: 60 dB

Separazione dei canali in stereo: 30 db a 1 KHz.

Alimentazione: 220 V. 50 Hz.

UNITA' DI POTENZA STEREO A TRANSISTORS da 100 Watt

Mod. MC-2505

Potenza d'uscita: 50 + 50 Watt continui su 4, 8 e 16 ohm

Distorsione armonica e d'intermodulazione: meno del 0,25 % da 20 a 20.000 Hz. alla max. pot.

Risposta di frequenza: + 0 — 0,25 dB da 20 a 20.000 Hz.
+ 0 — 3 dB da 10 a 100.000 Hz.

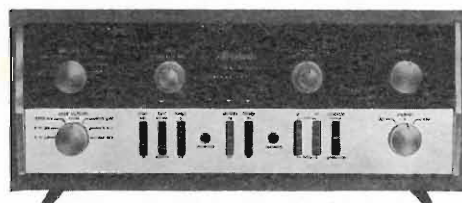
Fattore di smorzamento: migliore di 40 a 8 ohm

Rumore: — 90 dB alla max. pot.

Pannello frontale: 2 grandi strumenti VU-METER per il controllo del bilanciamento e livello d'uscita dei canali; Regolatori di livello; Presa jack per cuffia stereo.

Preamplificatore consigliato per il pilotaggio di quest'unità: Mc-Intosh mod. C-26 o mod. C-22

Semiconduttori usati: 60

Alimentazione: 220 V. 50 Hz.

PRE-AMPLIFICATORE STEREO transistorizzato da 90 Watt

Mod. MA-5100

Potenza d'uscita: 45 + 45 Watt continui con carico di 8 ohm

Risposta di frequenza: ± 0,5 dB da 20 a 20.000 Hz.
+ 0 — 3 dB da 12 a 80.000 Hz.

Fattore di smorzamento: Maggiore di 100

Distorsione armonica e d'intermodulazione: Minore del 0,25 % da 20 a 20.000 Hz. alla max. pot.

Rumore di fondo: — 70 dB per ingressi a basso livello e — 75 dB per quelli ad alto livello

Impedenza d'uscita: da 4 a 16 ohm

Numero dei semiconduttori impegati: 56

Alimentazione: 220 V. 50 Hz.

AGENTI GENERALI PER L'ITALIA

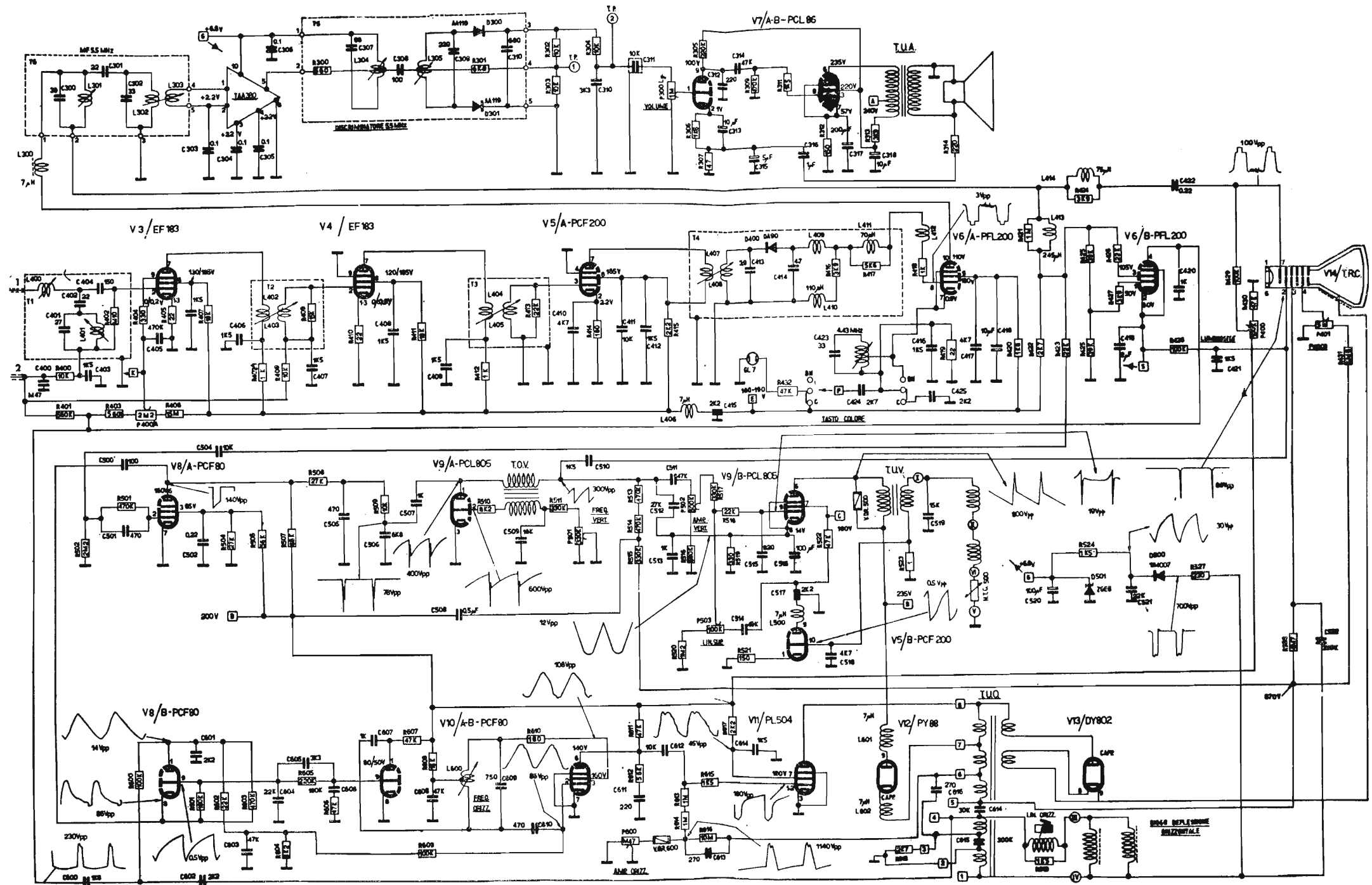
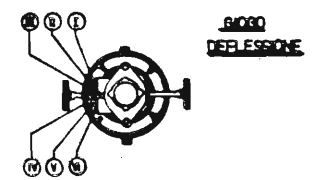
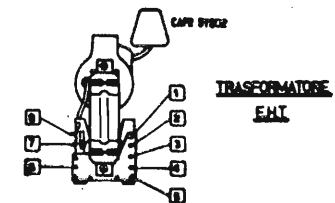
LARIR International s.p.a.

20129 MILANO

VIALE PREMUDA 38/a TEL. 79 57 62/63 - 78 07 30

TELEVISORE

ULTRAVOX

Mod. Ray Control

Schema elettrico del ricevitore di TV ULTRAVOX mod. Ray Control